ANNO III • NUM. 8-9

AGOSTO SETTEMBRE 1948 (pubblicato in Ottobre)

ELETTRONICA

LIRE 200

IN QUESTO NUMERO:

ANNO III
NUM. 8-9

AGOSTO
SETTEMBRE
1948
(pubblic. in Ottobre)

RIVISTA MENSILE DI RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

●

SOMMARIO:

REDAZIONE E AMMINISTRAZIONE . TORINO . Via Garibaldi 16 . Tel. 42514 . 47.091-92-93-94
Conto Corrente Postale n. 2/30126.

Un numero in Italia L. 200 (arretrato L.250); all'Estero L. 400 (arretrato L. 500)

ABBONAMENTI: Annuo in Italia L. 2000; all'Estero L. 4000; Semestre in Italia L. 1150; all'Estero L. 2200
In Italia: tre anni L. 5100; due anni L. 3600
La distribuzione viene curata direttamente dall'Amministrazione della Rivista.

RAI . PROSSIME TRASMISSIONI

Stagione lirica della Radio Italiana.

Dopo l'interruzione estiva, la grande stagione lirica 1948 della Radio Italiana è stata ripresa il 19 settembre con il *Ritorno di Ulisse*, diretto dal Maestro Mario Rossi con la partecipazione dell'orchestra sinfonica di Torino. Tra le opere di maggior interesse che figurano sul cartellone dei prossimi mesi segnaliamo *Angelique* di Jacques Ibert, che sarà diretta anch'essa dal Maestro Rossi, *La Fiera di Sorocinsky*, di Modesto Mussorgski, che si avvarrà della direzione del Maestro Giulini, *Arianne et Barbeblue*, di Paul Dufias, che avrà come direttore il Maestro Santini, e *Pélleas et Mélisande* di Claudio Debussy, che sarà diretta dal Maestro Previtali. Accanto a queste opere, che possono sotto un certo aspetto essere considerate « di eccezione », in quanto ben raramente vengono eseguite nei teatri lirici, la Radio Italiana inserisce capolavori di larga popolarità in modo da venire incontro a quelli che sono i desideri più diffusi del vasto pubblico radiofonico italiano, particolarmente affezionato al melodramma. *Guglielmo Tell* di Gioacchino Rossini, *Andrea Chenier* di Umberto Giordano, *Sigfrido* di Riccardo Wagner, *Adriana Lecouvreur* di Francesco Cilea, rappresentano motivi di soddisfazione che la Radio Italiana intende dare ai fedeli ascoltatori, appassionati del bel canto. Fra i Maestri direttori e concertatori che figurano sui programmi lirici della RAI, oltre a quelli già nominati, segnaliamo Antonio Guarnieri, Vittorio Gui, Oliviero De Fabritiis, Francesco Molinari-Pradelli, Gianandrea Gavazzeni, Angelo Questa.

La prosa alla Radio Italiana.

Con il mese di ottobre, la Radio Italiana ha ripreso in pieno la sua attività teatrale e culturale, che aveva subito

FIG. 1. - La RAI alla Mostra Nazionale della Radio.

nei mesi estivi un alleggerimento e una riduzione giustificati, peraltro, dalla annuale « pausa » stagionale. Fra i classici e le riprese importanti, in allestimento per i prossimi mesi, segnaliamo *Otello* e *Racconto d'Inverno* di Shakespeare, *Il Misantropo* di Molière, *La Locandiera* di Goldoni e *Don Desiderio disperato per eccesso di buon cuore* di Giraud. Il repertorio italiano moderno sarà rappresentato da *Come tu mi vuoi* e da *Sei personaggi in cerca d'autore* di Pirandello, da *Marionette che passione* e da *La Signora Falkember* di Rosso di San Secondo, da *L'Egoista* di Bertolazzi, da *L'armadietto cinese* di De Benedetti, da *Congedo* di Renato Simoni. Particolarmente interessante ci sembra l'inclusione nel cartellone della prosa della Radio Italiana, del capolavoro di Henri Becque *I Corvi*, che rappresenta sempre una delle pietre miliari più significative della storia del teatro moderno. Dei lavori di contemporanei stranieri segnaliamo *Santa Giovanna* e *Cesare e Cleopatra* di G. B. Shaw, *Petrus* di Achard, *Marsiglia* di Pagnol, *Medea* di Anouilh, *Week end* di Covard, *Carte in tavola* di Somerset Maugham.

Nel campo interessantissimo e sempre nuovo dei radiodrammi segnaliamo *Sosta a Cassino* di Giuseppe Berto, *Il Mantello* di Dino Buzzati, *Il Lampionaio* di Giovanni Ghigliozzi, *La radio nella nebbia* di Alberto Perrini, *Paesaggio con figure* di Tennesee Williams, *L'odissea di Runyon Jones* di Norman Corvin, *Desideri repressi* di Susan Glaspell, *Sulla banchisa* di Johannes Selbstdritt.

Per la produzione drammatica di più dichiarato indirizzo letterario, la Radio Italiana, conscia della propria responsabilità nell'opera di diffusione della cultura si avvarrà del *Teatro dell'usignuolo* con alcune trasmissioni particolarmente impegnative dedicate a testi di Valèry, Goethe, Leopardi, Leonardo, Saffo, Maupassant e, fra i contemporanei, di Umberto Saba e di Eugenio Montale.

Per la ripresa dei romanzi sceneggiati la Radio Italiana ha affidato a Bruno Cicognani la riduzione radiofonica del suo romanzo *La velia*, a Manlio Miserotti l'adattamento speciale de *I Demoni* di Dostojewski e ad Adriano Seroni la sceneggiatura destinata al microfono del popolare lavoro di Murger *La vita di bohème*.

Il Teatro Popolare sarà ripreso con le trasmissioni de *Gli spettri* di Ibsen, del *Figliuol prodigo* di Dumas, de *Il beffardo* di Berrini, di *Occhio di pollo* di Ruggi e della *Zia d'Honfleur* di Gavolt.

Un'iniziativa destinata crediamo ad un buon successo sarà quella dei « Pomeriggi teatrali », illustrazione in forma di incontro fatta da un critico o da un uomo di teatro, delle opere e della vita di autori significativi dei quali saranno recitate al microfono scene tratte dai più noti lavori. Eschilo, Goldoni, Cecov, Pirandello, Gallina, Lorca, Simoni, Lopez, saranno i primi autori ad essere presentati.

PER DIVENTARE CORRENTISTI NON OCCORRE ALCUN DEPOSITO. BASTA FARNE DOMANDA PRESSO QUALSIASI UFFICIO POSTALE PAGANDO L. 90 PER GLI STAMPATI.

IL CORRENTISTA POSTALE PUÒ FARE PAGAMENTI E RISCOSSIONI IN QUALSIASI LOCALITÀ

CHIEDETE AD UN QUALSIASI UFFICIO LA GUIDA PRATICA SUL SERVIZIO DEI CONTI CORRENTI ED ASSEGNI POSTALI

AVVERTENZE

Il versamento in conto corrente è il mezzo più semplice e più economico per effettuare rimesse di denaro a favore di chi abbia un c/c postale.

Chiunque, anche se non è correntista, può effettuare versamenti a favore di un correntista. Presso ogni Ufficio postale esiste un elenco generale dei correntisti, che può essere consultato dal pubblico.

Per eseguire il versamento il versante deve compilare in tutte le sue parti, a macchina o a mano, purchè con inchiostro, il presente bollettino (indicando con chiarezza il numero e la intestazione del conto ricevente qualora già non vi siano impressi a stampa) e presentarlo all'Ufficio postale, insieme con l'importo del versamento stesso.

Sulle varie parti del bollettino dovrà essere chiaramente indicata, a cura del versante, l'effettiva data in cui avviene l'operazione.

Non sono ammessi bollettini recanti cancellature, abrasioni o correzioni.

I bollettini di versamento sono di regola spediti, già predisposti, dai correntisti stessi ai propri corrispondenti; ma possono anche essere forniti dagli Uffici postali a chi li richieda per fare versamenti immediati.

A tergo dei certificati di allibramento i versanti possono scrivere brevi comunicazioni all'indirizzo dei correntisti destinatari, cui i certificati anzidetti sono spediti a cura dell'Ufficio conti rispettivo.

L'Ufficio postale deve restituire al versante, quale ricevuta dell'effettuato versamento, l'ultima parte del presente modulo, debitamente completata e firmata.

Spazio per la causale del versamento. (La causale è obbligatoria per i versamenti a favore di Enti ed Uffici pubblici).

Decorrenza abbonam. ....

Nome ....

Indirizzo ....

Parte riservata all'Ufficio dei conti correnti.

N. .... *dell'operazione.*

Dopo la presente operazione il credito del conto è di L. ....

Il Verificatore

SERVIZIO DI LIBRERIA

«Elettronica» apre, a favore dei suoi lettori, un servizio di libreria. Gli abbonati alla rivista godranno di uno **sconto del 10%** sui prezzi di tutti i volumi messi in vendita.

Ecco l'elenco delle opere disponibili attualmente:

G. Dilda: *Radiotecnica*. Vol. I. Elementi propedeutici. III Ediz. 1946 (vol. di 352 pagine con 214 figure). Prezzo L. 1000

G. Dilda: *Radiotecnica*. Vol. II, Radiocomunicazioni e Radioapparati. III Ediz. 1945 (vol. di 378 pagine con 247 figure). Prezzo L. 1200

G. Dilda: *Radioricevitori*. II Ediz. 1947 (Un vol. litografato di 335 pagine con 108 figure). Prezzo L. 1000

G. Sacerdote e C. Basile: *Tubi elettronici e loro applicazioni*. (Un vol. litografato di 324 pagine con 197 figure). 1936. Prezzo L. 500

P. H. Brans: *Vade-Mecum dei tubi elettronici 1948*. 7ª edizione, interamente rinnovata, contenente i dati di tutte le valvole costruite fino ad oggi, comprese quelle Russe e quelle Giapponesi. Sono stati aggiunti i dati delle valvole trasmittenti, delle cellule fotoelettriche, dei tubi speciali quali i tubi ad emissione secondaria, i tiratron, i magnetron, i clistron, i contatori di Geiger usati a Bikini. Prezzo L. 2400

A. Pascucci: *Enciclopedia pratica di radiotecnica*. (Un volume in ottavo di 16,5x24 cm. di 1135 pag. rilegato in tela). Ediz. 1948. Prezzo L. 4200

Radio Handbook. (Di vari autori). Edizione francese. Traduzione della 10ª edizione americana. (Un volume di circa 350 pagine, con numerose figure e tabelle). Prezzo L. 4200

NOTIZIE BREVI

LA PRODUZIONE BRITANNICA DI APPARECCHI RADIO

Londra: L'Industria britannica della radio ha esportato negli ultimi mesi ad un ritmo che supera il programma ufficiale di esportazione per il primo semestre dell'anno. Il valore complessivo di tale semestre ammonta a oltre 6 250 000 sterline, contro un programma di 6 milioni.

Tale primato va principalmente attribuito alla richiesta, mai precedentemente eguagliata, di equipaggiamento per comunicazioni, pezzi di ricambio e valvole di fabbricazione britannica.

(296/41) (*I. T. Inf.*).

ISOLANTE UMIDO

New York: L'industria americana ha recentemente prodotto un conduttore elettrico il cui isolamento migliora con l'immersione in acqua. Il nuovo cavo, denominato «Laytex RUW», viene rivestito mediante immersione in gomma naturale «latex» di altissima purezza. Sottoposto ad un'immersione di 24 settimane in acqua alla temperatura di 50°C si è riscontrato un aumento del suo isolamento salito da 500 a 2400 megaohm per 300 metri, nonchè un miglioramento della sua resistenza alla trazione meccanica.

(296/42) (*I. T. Inf.*).

COMPUTISTA ELETTRONICO COSTRUITO IN GRAN BRETAGNA

Londra: Vari tecnici in Inghilterra stanno attualmente lavorando intorno ad una macchina che, azionata da impulsi elettronici, sarà in grado di compilare istantaneamente, con la semplice pressione di un bottone, i bilanci delle più grandi società, anche di quelle aventi migliaia di conti e centinaia di succursali.

La ragioneria si avvantaggerà così dei grandi progressi realizzati durante l'ultima guerra nel campo delle conoscenze tecniche. Il lavoro si svolge nel Laboratorio della Burroughs Adding Machine Ltd., Regent Street, Londra, ed è basato sul principio che la funzione di un bilancio è di dare un quadro quanto più possibile accurato ed aggiornato dello stato degli affari della società. Tale quadro è il risultato complessivo delle cifre rappresentanti le transazioni fatte giorno per giorno, e pertanto nessun bilancio può mai dirsi veramente aggiornato, dato il tempo necessario per compilarlo. Il nuovo computista elettronico eliminerà del tutto il ritardo dovuto alla compilazione. La macchina, già in stato di avanzata costruzione «immagazzina» le cifre che, sotto forma di impulsi elettronici, le vengono trasmesse giorno per giorno e le somma o sottrae, divide e moltiplica istantaneamente.

(296/43) (*I. T. Inf.*).

NUMERO DEGLI ABBONATI ALLE RADIOAUDIZIONI NEI PAESI EUROPEI

Austria: 1 027 949 a fine giugno 1948.
Germania (zona Britannica): 3 378 063 a fine giugno 1948.
Francia: 5 921 482 a fine maggio 1948.
Inghilterra: 11 292 700 a fine luglio 1948, di cui 58 250 licenza per televisione.
Italia: 2 250 000 a fine luglio 1948.
Irlanda: 200 000 a fine giugno 1948.
Russia: 5 500 000 a fine giugno 1948.
Svizzera: 940 000 a fine giugno 1948.
Turchia: 215 143 a gennaio 1948.
Ungheria: 470 000 a fine giugno 1948. (296/44).

STATI UNITI: *Redditi della radiodiffusione nel 1947.* — Il reddito nazionale realizzato dall'industria radiofonica nel 1947 ammonta a doll. 226 milioni, secondo una statistica del dipartimento del commercio. Il beneficio netto realizzato è stato di 38 milioni, ossia 1 milione in più che nel 1946. Le spese incorse per gli stipendi sono state di 157 milioni di dollari su 100 milioni nel 1946.
(296/45) (*U. I. R.*)

GRAN BRETAGNA: *Esposizione degli amatori radio.* — La seconda esposizione annuale d'equipaggiamento degli amatori radio avrà luogo, sotto gli auspici della Radio Society of Great Britain, a Londra dal 17 al 20 novembre p. v.
(296/45) (*U. I. R.*).

U. R. S. S.: *Riduzione del prezzo degli apparecchi riceventi.* — I prezzi di certi articoli considerati di lusso, fra l'altro quelli degli apparecchi riceventi, sono stati ridotti nel luglio scorso da un decreto ufficiale. I prezzi medi d'acquisto degli apparecchi riceventi vanno dai 600 ai 540 rubli. Gli apparecchi riceventi delle locali subiscono, da parte loro, una diminuzione del 20 %.
(296/46) (*U. I. R.*).

GRAN BRETAGNA: *Lotta contro gli ascoltatori clandestini.* — Durante il mese di giugno, il numero di citazioni contro persone utilizzanti un apparecchio di radiodiffusione senza licenza si è elevato a 839 (la cifra più elevata che vi sia mai stata in questo paese) e nel luglio a 440.
(296/47) (*U. I. R.*).

UNGHERIA: *Inchiesta presso gli ascoltatori.* — La Direzione della Radio ungherese ha fatto installare sulle piazze pubbliche di Budapest delle urne nelle quali gli ascoltatori sono invitati a depositare le loro critiche e i loro voti riguardanti i programmi. I testi devono indicare nome e indirizzo. Le opinioni così raccolte alimentano una rubrica speciale denominata «Il microfono curioso».
(296/48) (*U. I. R.*).

POLONIA: *Radiofonizzazione delle scuole nel 1948.* — In una seduta dell'associazione dei comitati regionali di radiodiffusione, è stato deciso di dotare quest'anno 4000 scuole di apparecchi radio. Il comitato organizzerà inoltre dei corsi per la costruzione di apparecchi riceventi per gli amatori. Al fine di lottare contro la penuria di materiale e il mercato nero, i membri dell'associazione avranno la possibilità di comperare dei pezzi staccati e delle valvole ai prezzi ufficiali, direttamente presso le organizzazioni regionali.

Le spese di radiofonizzazione delle scuole verranno assunte dai comitati regionali (50 %), e dai parenti degli scolari, che verseranno il 25 % per il servizio degli apparecchi e il 25 % per acconti. (296/49).

STATI UNITI: Sviluppo della Televisione.

La RCA comunica che ha iniziato la fabbricazione in serie di nuovi ricevitori televisivi i cui schermi hanno dimensioni variabili da 3 × 4 a 7 × 9 piedi. Questi ricevitori sono destinati in particolare a locali pubblici come alberghi, circoli ecc.

L'American Broadcasting Company (ABC) inaugurerà verso la fine del corrente anno i più grandi studi televisivi degli Stati Uniti, e prevede la creazione di una rete televisiva di 13 stazioni.

La Columbia Broadcasting System (CBS) ha inaugurato un nuovo trasmettitore a New York.

GRAN BRETAGNA: Palazzo della Televisione.

La televisione assume in Gran Bretagna un'importanza sempre crescente. Nell'agosto scorso sono stati venduti 4796 ricevitori. La sede attuale dei servizi televisivi, sistemata ad Alexandra Palace, è ormai insufficiente, e si conta di trasferirla altrove.

GRAN BRETAGNA: Un nuovo giornale sulla Televisione.

Sotto il titolo: « SCAN, the Television Journal » è apparsa una nuova rivista mensile dedicata agli aspetti tecnici, ai programmi e alle personalità della televisione. Ogni numero contiene informazioni e commentari sui programmi, presentazioni di artisti e collaboratori delle emissioni, dati tecnici ecc. Ed. The Creed Publishing Company Ltd., 5 Creed-Lane Ludgate Hill, London EC4. Prezzo di un numero 1sh. Abbonamento annuale 13 sh.

U.R.S.S.: La Televisione nell'U.R.S.S.

Nell'URSS sono in funzione 4 trasmettitori televisivi, aventi una portata di 100 km circa. I dilettanti sovietici cercano di aumentare tale portata costruendo stazioni relè ogni 20 o 30 km. Le spese di installazione sono a carico dei municipi, mentre i dilettanti stessi eseguiscono i lavori.

CONGRESSO DI TELEVISIONE A PARIGI

Nel periodo dal 25 al 30 ottobre 1948 si svolgerà a Parigi l'atteso Congresso di Televisione organizzato dalla *Société des Radioélectriciens* (Associazione dei Radiotecnici) sotto gli auspici del *Comité International Télévision* (C.I.T.-Unesco).

A questo Congresso hanno dato la loro adesione le maggiori personalità del mondo Radiotecnico Televisivo, fra i quali figurano: Sir E. Appleton, Mr. R. Barthelemy, Mr. Zworykin, M. Delbord ed altri.

In detto Congresso verranno trattati tutti i problemi inerenti alla televisione con particolare riferimento alla situazione Europea. Durante il congresso verranno effettuate numerose ed interessanti dimostrazioni con i vari sistemi di televisione.

« Elettronica » ha il piacere di comunicare che, avendo affidato all'Ing. A. Banfi la cura di uno speciale servizio sarà in grado di pubblicare una dettagliata relazione sui lavori svolti al Congresso.

GRAN BRETAGNA: Protezione contro i parassiti.

Contro i parassiti dovuti all'accensione dei motori a scoppio, che nelle trasmissioni televisive si manifestano con macchie e sprazzi sullo schermo, si è trovato efficace inserire semplicemente una resistenza di alcune migliaia di ohm nel circuito di accensione dei motori che causano il disturbo.

(*U. I. R.*)

FRANCIA: Associazione di radioascoltatori.

A Parigi è stata recentemente costituita un'associazione di radioascoltatori, che ha lo scopo di esercitare pressioni perchè sia creato un Ufficio della Radio e della Televisione Francesi, perchè i servizi radio e televisivi siano dotati di mezzi tecnici, finanziari ed artistici sufficienti, e perchè le trasmissioni conservino un livello soddisfacente. L'associazione raccomanda a tutti i radioascoltatori di raggrupparsi per difendere i propri diritti.

(*U. I. R.*)

POLONIA: Insegnamento radio.

La radio polacca inizierà prossimamente trasmissioni destinate a fornire agli scoltatori nozioni tecniche, specialmente nel campo della radio. Le trasmissioni avranno luogo ogni settimana, e sono destinate principalmente a sviluppare una coscienza tecnica nella popolazione.

(*U. I. R.*)

U.R.S.S.: Numero dei radioascoltatori.

Da informazioni diramate dalla radio di Mosca, si deduce che nell'Urss più di 5 500 000 compagni dispongono attualmente di apparecchi radioriceventi a domicilio.

(*U. I. R.*)

GRAN BRETAGNA: Relè della « Voce dell'America ».

La BBC ha inaugurato il 19 luglio scorso nuovi relè della trasmissione « La voce dell'America ». È stato aumentato il numero delle stazioni utilizzate a questo scopo ed il numero delle ore di trasmissione quotidiana. I relè si effettuano su onde lunghe, medie e corte, e si aggiungono a quelli già effettuati quotidianamente da Monaco. Si sottolinea che questi miglioramenti avranno un effetto notevole sulle possibilità di ricezione della « Voce dell'America » in Europa.

(*U. I. R.*)

HAITI: Una trasmittente cattolica.

Si annuncia che una trasmittente ad onde corte cattolica è in servizio da qualche tempo nella repubblica di Haiti. Questa stazione, la sui siglia è H.H.C.N., trasmette tutte le mattine la messa ed alcuni programmi parlati. Le spese di esercizio della stazione, che è amministrata da un delegato dell'arcivescovo di Port au Prince, sono coperte dalla pubblicità.

(*U. I. R.*)

STATI UNITI: Nuovo sistema ottico per televisori.

Una ditta americana ha messo a punto un sistema ottico in plexiglas che, posto davanti ad uno schermo ricevente ordinario, permette di ottenere immagini quattro volte più grandi dell'immagine iniziale, senza distorsione apprezzabile. Il nuovo schermo costerà 60 dollari.

(*U. I. R.*)

note di redazione

LA XV MOSTRA DELLA RADIO. Sabato 25 Settembre, al Palazzo della Triennale in Milano, si è aperta la XV Mostra Nazionale della Radio.

All'inaugurazione sono intervenute numerose Autorità fra le quali il Senatore Uberti in rappresentanza del Ministro delle Telecomunicazioni; l'On. Spataro Presidente della R. A. I.; il dott. Sernesi Direttore Generale della R. A. I.; l'ing. Anfossi Presidente dell'ANIE, ecc. A fare gli onori di casa vi era l'ing. Jacobacci, Presidente del Gruppo Industriali Radio.

Fra i diversi discorsi inaugurali, si sono manifestate tre tendenze diverse che possono essere schematizzate brevemente così: La prima espressa nel discorso dell'ing. Jacobacci, che a nome degli Industriali Radio ha chiesto al Governo aiuti e appoggi onde sviluppare la Radio in Italia che, tra i paesi europei, occupa uno degli ultimi posti. La seconda rappresentata dal discorso dell'On. Spataro il quale ha promesso l'appoggio suo e della R. A. I. presso il Governo per la semplificazione del sistema in atto per l'esazione delle tasse di radiofonia e per una graduale riduzione dell'incidenza delle tasse medesime; infine quella espressa dal Sen. Uberti che a nome del Governo, ha esortato gli industriali a fare affidamento soprattutto sulle loro forze senza chiedere troppo al Governo già tanto impegnato in tutti i settori della vita nazionale.

È ben vero che i problemi della Ricostruzione sono così vasti ed impegnativi da richiedere il superamento di enormi difficoltà ed è anche vero che taluni di essi possono assumere aspetti così pressanti da non consentire dilazione, così da costringere a trascurare altri problemi meno urgenti. D'altra parte però per raggiungere una soluzione veramente definitiva occorre non perdere di vista questioni che, se possono sembrare collaterali nei confronti dei problemi più pressanti, sono viceversa di primaria importanza nel quadro completo della Ricostruzione nazionale; ed occorre che il Governo si renda ben conto che il problema della Radio è appunto fra questi, sia per il suo aspetto culturale ed educativo, sia per il suo aspetto industriale e commerciale, dato l'enorme sviluppo che in ogni caso avrà nel futuro la tecnica elettronica.

Dal punto di vista tecnico non si sono notate novità sostanziali.

Sono stati esposti i modelli preparati da una quindicina di Case dell'apparecchio A. R. 48 che, per le sue caratteristiche e per il suo basso prezzo, dovrebbe avere una grande diffusione, e costituire il ricevitore atto a galvanizzare il mercato in modo da aumentare l'interesse per la radio in Italia. Purtroppo però anche tale iniziativa, che dovrà concludersi con la scelta, in base ad un capitolato preparato da una apposita Commissione, del ricevitore da costruire in grandi serie, ci è sembrata piuttosto fiacca.

Per il resto al di fuori di un certo orientamento verso la riproduzione sonora mediante nastri magnetici, nulla di particolarmente interessante dal punto di vista tecnico si è potuto notare. Per lo più i numerosi stand recano un gran numero di vecchi apparecchi o di apparecchi senza novità tecniche di interesse notevole, sistemati in mobili di nuova foggia, non sempre indovinata. D'altra parte si può osservare che il progetto di un radioricevitore per radioaudizioni ha raggiunto ormai un grado di sistemazione tale da non consentire, per un complesso di ragioni tecnico-economiche, notevoli deviazioni dalla struttura classica del ricevitore a 5 valvole.

Volendo esprimere con sincerità il nostro pensiero dobbiamo dire che, considerando ambedue le manifestazioni milanesi che interessano il campo elettronico, quella fieristica e quella della Mostra della Radio, si può notare che, a partire dalla Fiera svoltasi nel giugno 1947, l'interesse tecnico di tali manifestazioni è andato via via riducendosi considerevolmente. Probabilmente molto ha influito su tale regresso l'attuale stato di tensione internazionale che paralizza molte iniziative; tuttavia possiamo osservare con rammarico che eravamo buoni profeti quando nel numero di luglio 1947 di « Elettronica » II (p. 170) scrivevamo: « A molti nel vedere tante interessanti e meravigliose apparecchiature luccicavano gli occhi; con un amico si commentava: sembra questa una Mostra che metta in noi e soprattutto nel pubblico l'acquolina in bocca, senza che vi sia poi, per molto tempo, la possibilità di soddisfare in pratica i desideri eccitati ». Speriamo che ciò non debba verificarsi ancora per molto tempo.

NUOVE APPLICAZIONI DEL PRINCIPIO DELL'AMPLIFICATORE "MU"

dott. ing. GIUSEPPE ZANARINI

SOMMARIO. Il principio dell'amplificatore « MU » può essere utilmente sfruttato per risolvere con mezzi semplici speciali problemi tecnici. Nelle presenti note vengono illustrati alcuni casi tipici in cui l'applicazione del principio appare particolarmente conveniente. Tali casi comprendono due circuiti integratori di tipo diverso, due circuiti generatori di tensione a dente di sega pure di tipo diverso e un circuito filtro elettronico facente uso della rete di Scott con il quale si possono conseguire elevatissimi coefficenti di risonanza nel campo delle frequenze acustiche. Di questi circuiti, oltre agli schemi di principio, sono dati gli schemi pratici con i valori dei componenti usati per la loro realizzazione. Per rendere più spedita la lettura, tutti i calcoli e gli sviluppi analitici più importanti sono stati portati in appendice.

1. Generalità.

Il peculiare comportamento dell'amplificatore « MU » trae essenzialmente origine da un artificio con cui si perviene ad aumentare il valore differenziale $R_d = dv/di$ di un resistore senza alterarne la resistenza statica $R_0 = V_0/I_0$ (essendo V_0 la componente continua di una tensione applicata fra i terminali del resistore ed I_0 la corrente continua che in esso fluisce) (1).

Infatti, con una opportuna disposizione circuitale, il cui schema di principio è visibile in figura 1, è possibile ridurre la componente alternativa della corrente che fluisce nel resistore considerato, senza variarne la componente continua. Come mostra chiaramente lo schema, ciò viene ottenuto diminuendo la differenza di potenziale alternativa fra i terminali del resistore con la connessione dei medesimi l'uno alla griglia e l'altro al catodo di un tubo funzionante come trasformatore d'impedenza secondo la ben nota disposizione denominata, nella letteratura americana, « cathode follower » (2); la connessione alla griglia può essere diretta; la connessione al catodo deve, invece, essere effettuata tramite un condensatore di blocco della corrente continua di sufficente capacità.

Se la predetta diminuzione ammonta a n volte, tutto avviene come se il valore differenziale R_d del resistore, originariamente coincidente col valore statico R_0, divenisse n volte maggiore di quest'ultimo.

Per rendere più evidente il concetto, nello schema di principio di figura 1 la resistenza statica di entrata, misurabile cioè tra i morsetti 1 e 2 quando il generatore è staccato, è stata mantenuta pari a quella del resistore in discussione, ossia a R_0, completando il circuito con un'induttanza L supposta ideale, cioè priva di resistenza e di valore elevatissimo. Questa induttanza, la cui funzione è di corto circuito del resistore R_4 per la corrente continua, non è indispensabile nelle pratiche applicazioni ove può essere eliminata.

Ciò posto, se la reattanza del condensatore C può ritenersi trascurabile di fronte a R_0, detta K l'amplificazione effettiva del tubo (ossia il rapporto fra la tensione

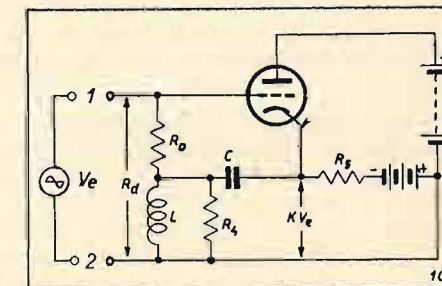



FIG. 1. - Schema di principio della trasformazione d'impedenza utilizzata nell'amplificatore « MU »: tra i morsetti 1 e 2 si misura una resistenza statica pari a quella del resistore R_0 ed una resistenza differenziale $R_d = R_0/(1-K)$ ove K è l'amplificazione effettiva del tubo impiegato per la trasformazione (si suppone idealmente che l'induttanza L sia elevatissima e priva di resistenza).

alternativa che si sviluppa fra i terminali di R_5 e la tensione alternativa applicata ai morsetti di entrata 1 e 2) risulta:

$$n = 1/(1 - K)$$

I morsetti di entrata 1 e 2 possono quindi considerarsi, ad ogni effetto, come terminali di un bipolo dissipativo non ohmico caratterizzato da una resistenza statica R_0, coincidente con quella del resistore, e da una resistenza differenziale $R_d = R_0/(1 - K)$. Per K tendente all'unità, R_d tende all'infinito.

In pratica, scegliendo convenientemente il tubo, si può ottenere $K = 0{,}98 \div 0{,}99$ corrispondente a $R_d = (50 \div 100)R_0$. È perciò evidente che, per questa via, possono essere realizzati bipoli dissipativi non ohmici che, pur presentando una resistenza statica non superante il limite utile per le applicazioni tecniche, offrono resistenze differenziali altissime forse non altrimenti raggiungibili (3).

(1) Si veda: G. ZANARINI: *L'amplificatore tipo « MU »*. « Elettronica », I, 1946, p. 175. (278)

(2) Il circuito è stato trattato su questa rivista. Si veda: G. ZANARINI: *Stadio separatore per frequenze acustiche.* « Elettronica », I, 1946, p. 481.

(3) Il principio è suscettibile di un'immediata generalizzazione: se nel circuito di figura 1 s'immagina di sostituire il resistore con un generico bipolo caratterizzato da una resistenza R_0 per la corrente continua e da un'impedenza $\mathbf{Z} = f(\omega)$ per le correnti alternative, l'impedenza fra i morsetti 1 e 2 diviene pari a $\mathbf{Z}/(1-\mathbf{K})$ mentre la resistenza statica rimane uguale a R_0.

In generale anche $\mathbf{K}$ risulta complesso. In molti casi però $\mathbf{K}$ può ritenersi reale e indipendente da ω con buona approssimazione: si ottiene allora una *moltiplicazione dell'impedenza* $\mathbf{Z}$ *per il fattore numerico* $1/(1-K)$. Naturalmente queste deduzioni sono valide per frequenze non troppo elevate, tali cioè che l'effetto dell'inevitabile capacità parassita fra i morsetti 1 e 2 possa essere ritenuto trascurabile.

Elementi siffatti sono suscettibili di utili applicazioni (una delle quali è appunto l'amplificatore « MU ») e, convenientemente sfruttati, consentono eleganti soluzioni di problemi non affrontabili in modo del tutto soddisfacente con i mezzi normali.

Nei paragrafi che seguono descriveremo tre di queste applicazioni utilizzabili nella tecnica delle misure con mezzi elettronici: *l'amplificatore integratore*, il *generatore di oscillazioni lineari a dente di sega* e *il filtro elettronico ad altissima selettività*. Altre applicazioni saranno trattate in un prossimo articolo.

2. L'amplificatore integratore.

RETI INTEGRATRICI PASSIVE.

I circuiti integratori di grandezze elettriche alternative (usualmente si tratta di tensioni) sono quadripoli idealmente caratterizzati da un ritardo di fase di 90° fra l'uscita e l'entrata e da un responso inversamente proporzionale alla frequenza (4).

Un quadripolo può quindi definirsi *integratore* quando, nella gamma che interessa considerare, fra la tensione di uscita $\boldsymbol{V}_u$ e la tensione di entrata $\boldsymbol{V}_e$ intercorre con sufficente approssimazione una relazione del tipo:

$$[3] \qquad \boldsymbol{V}_u/\boldsymbol{V}_e = \text{costante}/j\omega$$

in cui ω è la pulsazione della tensione integranda supposta sinoidale.

Gli usuali circuiti integratori sono costituiti da reti passive con responso del tipo:

$$[4] \qquad \boldsymbol{V}_u/\boldsymbol{V}_e = 1/(1 + j\omega\tau)$$

in cui τ è la costante di tempo della rete. La [4] si approssima alla [3] per $\omega\tau >> 1$: la costante della [3] assume allora il valore $1/\tau$.

La figura 2 rappresenta due tipiche reti integratrici passive: per la rete (*a*) $\tau = RC$ e per la rete (*b*) $\tau = L/R$.

L'attenuazione introdotta da una rete integratrice

FIG. 2. - Tipiche reti integratrici passive e relativo responso; quest'ultimo si avvicina a quello ideale per $(\omega\tau)^2 >> 1$, essendo ω la pulsazione e τ la costante di tempo della rete.

passiva vale:

$$[5] \qquad V_u/V_e = 1/\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}$$

In figura 3 sono rappresentati il responso di una rete integratrice ideale (linea a tratti) e il responso di una rete reale (linea piena).

Il divario fra le due curve diviene trascurabile solo quando l'attenuazione della rete reale assume valori notevoli. Con segnali integrandi molto piccoli diviene perciò necessario fare precedere, o seguire, la rete integratrice da un amplificatore aperiodico con responso perfettamente costante nella gamma di frequenze interessante i segnali medesimi.

In molte applicazioni tale gamma si estende sin nel campo delle frequenze subacustiche con conseguenti difficoltà nell'attuazione degli amplificatori specialmente quando sono richieste amplificazioni molto elevate e piccole distorsioni di fase.

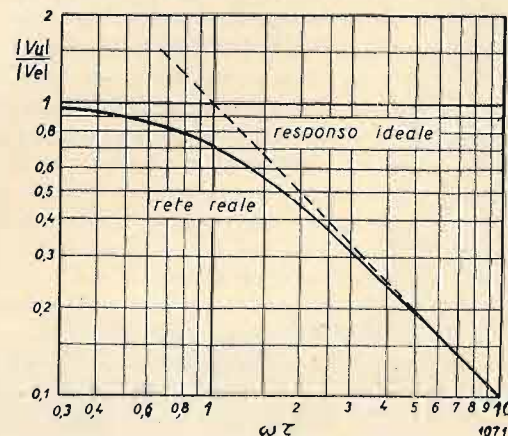



FIG. 3. - Responso ideale (curva a tratti) e reale (curva continua) di una rete integratrice.

L'amplificatore « MU » con lievi modifiche può essere trasformato in un quadripolo integratore attivo atto a sostituire con sensibili vantaggi la combinazione di una rete passiva con un amplificatore aperiodico.

AMPLIFICATORE INTEGRATORE « MU » DI 1° TIPO.

In figura 4 è rappresentato lo schema di un primo tipo di amplificatore integratore. Il processo d'integrazione è dovuto alla costante di tempo $C_1[R_a' + R_1(1 + \mu')]$.

L'analisi del circuito, fornisce infatti (si veda l'appendice n. 1):

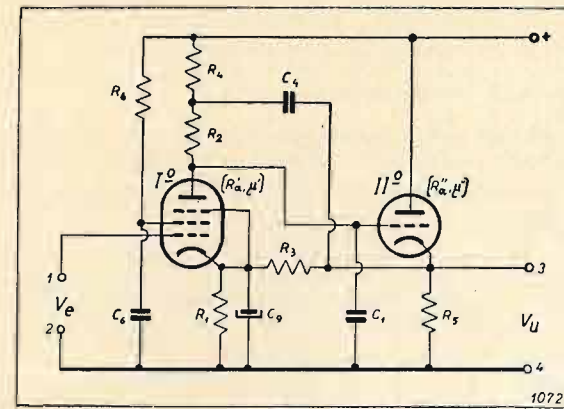



FIG. 4. - Schema di un amplificatore integratore « MU » di primo tipo. Detto μ' il coefficente di amplificazione del 1° tubo e K (<1) l'amplificazione effettiva del 2° tubo, l'amplificazione effettiva risulta pari a $\mu'K$.

$$[6] \qquad \frac{\boldsymbol{V}_u}{\boldsymbol{V}_e} = - \frac{\mu' K}{1+(1-K)\left[\frac{R'_a}{R_2}+\frac{R_1}{R_2}(1+\mu')\right]-K(1+\mu')\frac{R_1}{R_3}+j\omega C_1\left[(R_a'+R_1(1+\mu')\right]}$$

in cui si è posto:

μ' = coefficente di amplificazione del 1° tubo.
K = amplificazione effettiva del 2° tubo.
R_a' = resistenza differenziale anodica del 1° tubo.

Assumendo per R_3 il valore:

$$[7] \qquad R_3 = \frac{K}{1-K} \; \frac{R_2}{1 + R_a'/(1 + \mu')R_1}$$

risulta:

$$(1 - K)\left[\frac{R_a'}{R_2} + \frac{R_1}{R_2}(1 + \mu')\right] - K(1 + \mu')\frac{R_1}{R_3} = 0$$

e conseguentemente:

$$[8] \qquad \frac{\boldsymbol{V}_u}{\boldsymbol{V}_e} = \frac{-\mu' K}{1 + j\omega C_1[R_a' + R_1(1 + \mu')]} = \frac{-\mu' K}{1 + j\omega\tau}$$

ove $\tau = C_1[R_a' + R_1(1 + \mu')]$ è la costante di tempo del circuito.

Dal confronto della [8] con la [4] appare che, a parità di $\omega\tau$ e quindi di scostamento dalla legge ideale d'integrazione definita dalla [3], il circuito « MU » offre un'amplificazione pari a $\mu'K$ volte. Considerando che K è prossimo all'unità (in genere esso è compreso fra 0,9 e 0,99) e che, usando come 1° tubo un pentodo, μ' può raggiungere valori elevatissimi (da 2000 a 8000 unità), il circuito « MU » appare specialmente indicato per segnali integrandi molto piccoli.

Il circuito gode inoltre di tutte le proprietà dell'amplificatore « MU » fra cui una bassa impedenza di uscita e una scarsa sensibilità ai disturbi provenienti dall'alimentazione anodica e, rispetto alla combinazione rete passiva — amplificatore aperiodico, garantisce una maggiore linearità (5) e un più favorevole rapporto « segnale/disturbo » (6).

Un ulteriore vantaggio è inoltre rappresentato dal valore elevatissimo dell'impedenza di entrata (dato che l'amplificazione del 1° tubo varia in ragione inversa della frequenza, la capacità dinamica di entrata è praticamente nulla e l'impedenza di entrata è rappresentata essenzialmente dalla capacità statica della griglia del primo tubo, che è dell'ordine di una decina di pF).

Per un corretto funzionamento del circuito è necessario assumere: R_6C_6, ed R_4C_4 alquanto maggiori di τ.

Autoscillazioni a radiofrequenza per reazione positiva causata dalla capacità propria del resistore R_3 vengono eliminate ponendo in derivazione ad R_1 un condensatore C_9 il cui valore non è affatto critico.

Per il computo di K ricordiamo la nota relazione:

$$[9] \qquad K = \frac{1}{1 + \frac{1}{\mu''}\left(1 + \frac{R_a''}{R'}\right)},$$

ove:

μ'' = coefficente di amplificazione del 2° tubo.
R_a'' = resistenza differenziale anodica del 2° tubo.
R' = $R_4R_5/(R_4 + R_5)$.

Il dimensionamento dei rimanenti elementi del circuito deve essere effettuato in base ai requisiti richiesti, soddisfacendo preferibilmente alla condizione di minima distorsione di non linearità; ciò può essere fatto agevolmente con l'ausilio di un distorsiometro variando per tentativi i valori di R_1 e di R_6. Per R_2 si può assumere un valore normale (da 0,25 a 0,5 $M\Omega$) e per R_5 un valore compatibile con il funzionamento lineare del 2° tubo.

Il valore di R_4 non è critico: in genere risultati soddisfacenti si ottengono con $R_4 \cong 0{,}5\ R_2$.

AMPLIFICATORE INTEGRATORE « MU » DI 2° TIPO.

Se, come si verifica in talune applicazioni, la tensione integranda non è piccolissima ed è costituita da componenti la cui ampiezza aumenta, entro certi limiti, con la frequenza, usando il circuito di figura 4 si può incorrere nel pericolo di saturazione del 1° tubo.

In questi casi è preferibile ricorrere allo schema di figura 5 basato su un principio alquanto diverso. In esso il processo integratore è conseguente ad una reazione negativa proporzionale alla frequenza, ottenuta con l'accoppiamento C_{10} — R_{10} fra il catodo del 2° tubo e la griglia di comando del 1°. Tale reazione, che raggiunge in corrispondenza di frequenze elevate entità insolite, è resa possibile, in condizioni di stabilità, dalle favorevoli caratteristiche di fase dell'amplificatore « MU ».

Il vantaggio di questo circuito risiede nel fatto che il rapporto fra la tensione effettiva sulla griglia del 1° tubo e la tensione applicata all'entrata è inversamente proporzionale alla frequenza; nei casi anzidetti si ottiene perciò

(4) Ricorrendo infatti alla rappresentazione con vettori rotanti nel piano complesso il valore istantaneo v di una generica grandezza alternativa può essere espresso come somma delle sue n componenti sinoidali con la relazione:

$$[1] \qquad v = f(t) = P_R\left[\sum_{x=1}^{n} V_x \cdot e^{j(\omega_x t + \varphi_x)}\right]$$

ove il simbolo P_R indica che si considera la parte reale della sommatoria in parentesi quadra. Detratti i termini costanti, l'integrale nel tempo della [1] vale:

$$[2] \qquad \int v\,dt = P_R\left[\sum_{x=1}^{n} \frac{V_x}{j\omega_x} \cdot e^{j(\omega_x t + \varphi_x)}\right]$$

Il rapporto fra i vettori rotanti isofrequenziali espressi rispettivamente dalle sommatorie relative ai secondi membri della [2] e della [1] vale appunto: $1/j\omega$.

Per effetto di un processo d'integrazione nel tempo le componenti sinoidali di una grandezza alternativa subiscono, dunque, una attenuazione proporzionale alle rispettive frequenze e una comune rotazione di fase in ritardo di 90°.

(5) Per « linearità » in questo caso s'intende l'approssimazione del responso effettivo alla legge analitica espressa dalla [4] e dalla [8]. Nel caso della rete passiva in combinazione con un amplificatore aperiodico eventuali disuniformità del responso di quest'ultimo peggiorano, evidentemente, la « linearità » del responso complessivo.

(6) Nel caso dell'amplificatore integratore le componenti del *fruscio elettronico* subiscono un'attenuazione proporzionale alla frequenza; ciò non si verifica quando una rete passiva viene fatta seguire da un amplificatore aperiodico.

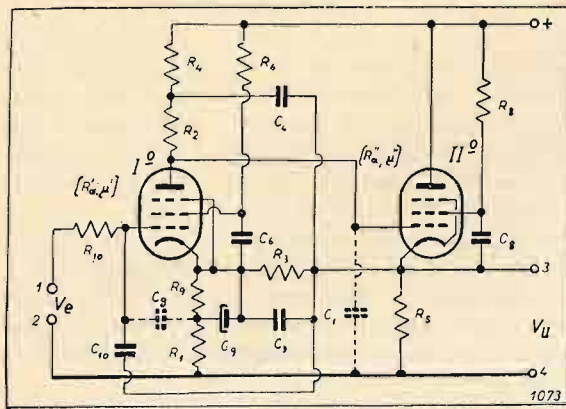



FIG. 5. - Schema di un amplificatore integratore « MU » del 2° tipo. Il processo integratore è dovuto ad una reazione negativa crescente con la frequenza. L'amplificazione effettiva è ancora $\mu'K$ e la costante di tempo risulta $\tau = R_{10}[C_g + C_{10}(1 + \mu'K)]$.

una sostanziale diminuzione del valor massimo del segnale che pilota il 1° tubo.

Mantenendo per i simboli il significato precedente ed assumendo, con riferimento alla figura 5:

$$\left.\begin{matrix} R_6 C_6 \\ R_4 C_4 \end{matrix}\right\} >> \mu' R_{10} C_{10},$$

$$R_3 = \frac{K}{1-K} \frac{R_2}{1 + R_a'/(R_1 + R_9)(1 + \mu')},$$

$$C_3 = C_1 \frac{R_a' + R_1(1 + \mu')}{KR_1(1 + \mu')}$$

(ove C_1 è il valore complessivo della capacità parassita del circuito anodico del 1° tubo e di griglia del 2° tubo), si ottiene con grande approssimazione (si veda l'appendice n. 1):

$$[10] \quad \frac{V_u}{V_e} = -\frac{\mu'K}{1 + j\omega R_{10}[C_g + C_{10}(1 + \mu'K)]} = \frac{-\mu'K}{1 + j\omega\tau}$$

in cui:

C_g = capacità di entrata del 1° tubo.

$\tau = R_{10}[C_g + C_{10}(1 + \mu'K)]$ = costante di tempo del circuito.

Confrontando la [10] con la [8] si nota che le due espressioni coincidono se in esse si assume per la costante di tempo τ il medesimo valore; agli effetti del guadagno i due circuiti sono perciò equivalenti.

Il secondo offre però il vantaggio di una resistenza interna di uscita più bassa (per la presenza della reazione negativa) e progressivamente decrescente con l'aumentare della frequenza.

Il condensatore C_3 compensa l'effetto della capacità parassita C_1; di regola è però conveniente ridurre al minimo quest'ultima, sia curando la disposizione dei collegamenti, sia usando come 2° tubo un pentodo connesso come indicato in figura 5 (7).

Il condensatore C_9 è bene sia di capacità elevata. La costante di tempo $R_8 C_8$ può essere assunta dello stesso ordine di grandezza di τ o superiore.

CIRCUITI SPERIMENTALI.

Nelle figure 6 e 7 sono rappresentati gli schemi con i valori dei componenti di due amplificatori integratori « MU » rispettivamente del 1° e del 2° tipo, attuati sperimentalmente.

FIG. 6. - Schema pratico di un amplificatore integratore « MU » del 1° tipo. L'amplificazione effettiva risulta pari a 8000 unità. La costante di tempo τ è di circa 0,016 s.

Con i valori indicati di C_1 e di $R_{10} - C_{10}$, le costanti di tempo dei due circuiti sono all'incirca uguali. Poichè anche l'amplificazione effettiva è la medesima i responsi dei due amplificatori coincidono e sono rappresentati dalla curva visibile in figura 8.

Variando la costante di tempo τ la curva di responso si sposta parallelamente in senso orizzontale: verso sinistra se τ viene aumentata, verso destra se viene diminuita.

L'amplificazione effettiva di ambedue i circuiti risulta pari a circa 8000 unità.

Conformemente a quanto è stato detto precedentemente, i due circuiti presentano un diverso comportamento nei confronti del segnale ammissibile ai morsetti di entrata; mentre infatti per il circuito di figura 6 la massima ampiezza ammissibile è quasi indipendente dalla frequenza e si aggira intorno a qualche millivolt, per il circuito di figura 7 l'ampiezza del segnale entrante può aumentare proporzionalmente con la frequenza, senza che si verifichino inconvenienti, partendo dal valore anzidetto di qualche millivolt in corrispondenza delle frequenze più basse (relative cioè al tratto iniziale curvo della caratteristica di responso rappresentata in figura 8).

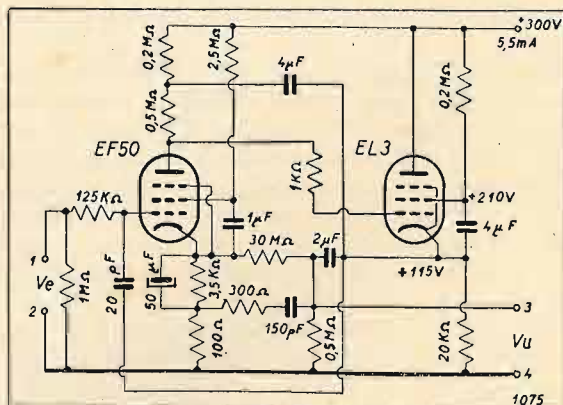



FIG. 7. - Schema pratico di un amplificatore integratore « MU » del 2° tipo. Amplificazione effettiva = 8000 ; $\tau \cong 0{,}016$ s.

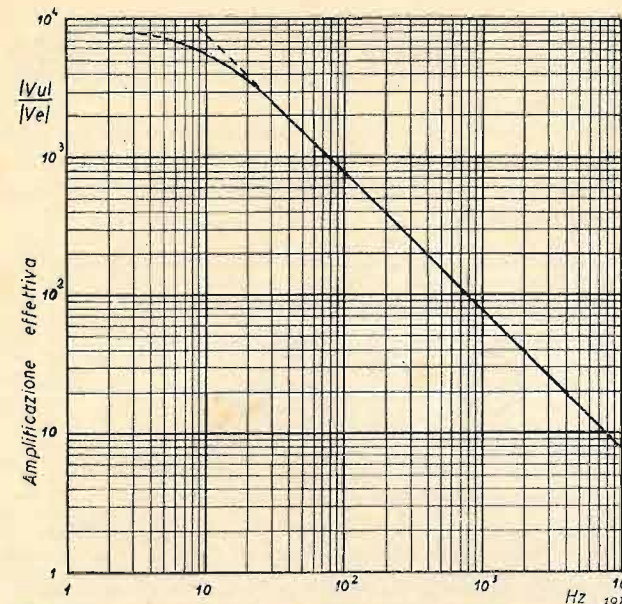



FIG. 8. - Responso in ampiezza degli amplificatori rappresentati nelle figure 7 ed 8.

3. Il generatore di oscillazioni lineari a dente di sega.

CONSIDERAZIONI SULLA LINEARITA' DELLE OSCILLAZIONI A DENTE DI SEGA.

Le oscillazioni a « dente di sega », le cui applicazioni in televisione, nei dispositivi oscillografici e in altri campi sono ben note, vengono generalmente ottenute con procedimenti di carica e scarica di un condensatore.

In figura 9 è rappresentato lo schema di principio di un generatore di questo tipo: un condensatore C viene alternativamente caricato dalla corrente che fluisce in un elemento resistivo R_c, che denominiamo « di carica », collegato ad un generatore di tensione costante e scaricato da un elemento di scarica R_s periodicamente inserito in parallelo al condensatore per mezzo di un interruttore. In pratica il dispositivo di scarica è costituito da un tubo elettronico a vuoto spinto o a gas, reso periodicamente conduttore per mezzo di impulsi applicati ad una griglia di comando; per ottenere un elevato rapporto fra i tempi di carica e di scarica si usano tubi dotati di una bassa resistenza interna.

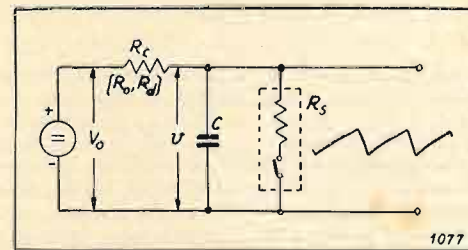



FIG. 9. - Schema di principio di un generatore di oscillazioni a dente di sega. R_0 ed R_d sono rispettivamente il valore statico e differenziale dell'elemento resistivo R_c attraverso cui fluisce la corrente di carica del condensatore C. La scarica del condensatore viene ottenuta inserendo periodicamente in parallelo al medesimo un resistore R_s.

Una caratteristica desiderabile di queste oscillazioni è rappresentata da un andamento lineare durante l'intervallo di carica, ma, poichè la legge di carica è di carattere esponenziale, una rigorosa linearità non è raggiungibile; ci si approssima ad essa mantenendo l'ampiezza dell'oscillazione molto piccola in confronto alla tensione continua disponibile per l'alimentazione del circuito.

In molti casi però, si richiedono oscillazioni di notevole ampiezza oltre che di elevata linearità; a questa esigenza si può far fronte, senza ricorrere a tensioni di alimentazione eccessive, o amplificando convenientemente piccole oscillazioni (metodo non privo di inconvenienti quando la gamma delle oscillazioni è estesa), oppure adottando per R_c un elemento non ohmico caratterizzato da una resistenza differenziale R_d molto elevata in confronto alla resistenza statica R_0.

Si dimostra che, *usando come elemento di carica una resistenza non ohmica con* R_d *maggiore di* R_0 *si ottiene un incremento della linearità di variazione della v di circa* R_d/R_0 *volte* (si veda l'appendice n. 2).

A parità di tempo di carica l'escursione della v (ossia l'ampiezza dell'oscillazione) dipende dalla corrente media di carica, ossia *unicamente dal valore statico* R_0 *dell'elemento di carica*. Ne deriva che incrementando R_d rispetto a R_0, l'oscillazione guadagna in linearità senza variare in ampiezza.

Usualmente come elementi resistivi dotati di un elevato rapporto R_d/R_0 si impiegano tubi elettronici plurigriglia, come per esempio pentodi, connettendoli in serie fra il condensatore da caricare e la sorgente di tensione costante. Il procedimento, semplicissimo in linea di principio, non è scevro d'inconvenienti derivanti dalla connessione del catodo del tubo a un punto che trovasi a un potenziale variabile rispetto alla massa del circuito (l'armatura del condensatore non connessa a massa). Invero, per quanto è stato detto precedentemente, è desiderabile che la resistenza interna del tubo (valore differenziale) sia il più possibile elevata. Una elevata resistenza interna è ottenibile soltanto se il tubo funziona nelle usuali condizioni di un pentodo, cioè con differenza di potenziale costante fra griglia-schermo e catodo; essendo però la tensione di questo variabile, il soddisfacimento della suddetta condizione può portare a complicazioni circuitali che rendono talvolta illusoria la semplicità concettuale del sistema (8).

APPLICAZIONE DEL PRINCIPIO « MU ».

Un procedimento più pratico per attuare un elemento di carica caratterizzato da un elevato R_0/R_d, può essere concepito in base al principio dell'amplificatore « MU ».

In figura 10 è rappresentato lo schema di un circuito di questo tipo: il 1° tubo, che funge da elemento di scarica del condensatore C_1, si suppone comandato con impulsi, applicati alla griglia di controllo, che lo rendono periodicamente conduttore per brevi intervalli di tempo. Nei pe-

(7) Collegando la griglia schermo al catodo con una grossa capacità, ambedue questi elettrodi divengono quasi equipotenziali, per le tensioni alternative, con la griglia di comando che è situata fra essi; ne consegue una forte riduzione della capacità di entrata del tubo e quindi della capacità parassita complessiva C_1.

(8) Mentre il condensatore si carica, ossia mentre aumenta la v, la tensione ai capi del tubo $(V_0 - v)$ diminuisce e la differenza di potenziale fra il catodo del medesimo e la massa del circuito aumenta. Se la tensione della griglia schermo rispetto a detta massa fosse mantenuta costante, come sarebbe desiderabile per ragioni di semplicità, la differenza di potenziale fra la griglia schermo e il catodo diminuirebbe progressivamente talchè la corrente che fluisce nel tubo diminuirebbe essa pure per duplice motivo. In questo caso la sostituzione del semplice resistore con un tubo riuscirebbe, agli effetti della linearità dell'oscillazione, più dannosa che utile.

FIG. 10. - Schema di principio di un generatore di oscillazioni lineari a dente di sega, utilizzante il principio MU. Il 1° tubo, reso periodicamente conduttore mediante impulsi applicati alla griglia, funge da elemento di scarica.

riodi d'interdizione del 1° tubo, il condensatore C_1 viene caricato dalla corrente che fluisce attraverso al resistore R_2.

L'anodo del 1° tubo è direttamente collegato alla griglia controllo del 2° tubo che funge da amplificatore di catodo. Il catodo del 2° tubo è a sua volta collegato al punto P di connessione fra i resistori R_2 ed R_4 attraverso a un condensatore di blocco di elevata capacità C_4 (collegamento caratteristico « MU »).

Poichè il catodo del 2° tubo segue la griglia, quando, durante la carica, la tensione fra le armature di C_1 aumenta, anche la tensione del punto P aumenta, sia pure in minore misura (il divario dipende dal fatto che l'amplificazione del 2° tubo è sempre inferiore all'unità).

Ne deriva che la differenza di potenziale fra i terminali di R_2 e, di conseguenza, anche la corrente di carica, tendono a rimanere costanti. Naturalmente perchè ciò si verifichi occorre che la costante di tempo R_4C_4 sia alquanto superiore al periodo di carica di C_1.

Se K è l'amplificazione effettiva del 2° tubo, tutto avviene come se il condensatore C_1 venisse caricato attraverso a un elemento non ohmico caratterizzato da un valore statico $R_0 = R_2 + R_4$ e da un valore differenziale $R_d = R_2/(1 - K)$. Se K è molto prossimo all'unità il rapporto R_d/R_0, e quindi l'incremento di linearità, possono divenire notevoli.

Il valore di K dipende essenzialmente dalle caratteristiche del 2° tubo e dal dimensionamento degli elementi di circuito relativi ad esso (come risulta chiaramente dalla [9]); usando pentodi ad alta pendenza, come per esempio i tipi EL3, 1852, EF50 ecc., conformemememente allo schema rappresentato in figura 11, possono ottenersi, se il dimensionamento è corretto, valori di K dell'ordine di $0{,}98 \div 0{,}99$. Assumendo $R_4 \simeq 0{,}5 R_2$ (il valore di R_4 non è critico), si raggiungono incrementi di linearità dell'ordine di $30 \div 60$ volte, diffcilmente conseguibili con altri mezzi.

Sperimentalmente l'efficacia del procedimento può essere rilevata interrompendo il collegamento caratteristico, ossia la connessione di una delle armatre di C_4; conformemente alle previsioni si nota in tal caso che, mentre l'ampiezza dell'oscillazione rimane invariata, la sua forma peggiora notevolmente, specialmente quando l'ampiezza è rilevante.

L'oscillazione a dente di sega può essere prelevata fra il catodo del 2° tubo e la massa del circuito; tra questi due punti l'impedenza è molto bassa e ciò rappresenta un ulteriore vantaggio del circuito specialmente quando è richiesta l'eliminazione della componente continua della v. Come è rappresentato in figura 11 ciò si ottiene per mezzo di un filtro $RC(R_{11}C_{11})$. Con gli usuali circuiti il gruppo $R_{11}C_{11}$ dovrebbe essere collegato in parallelo al condensatore C_1 con conseguente ulteriore peggioramento della forma dell'oscillazione [9].

Per ottenere un corretto funzionamento dei circuiti schematizzati nelle figure 10 e 11, occorre dimensionarne gli elementi in guisa che il 2° tubo funzioni in condizioni di non distorsione.

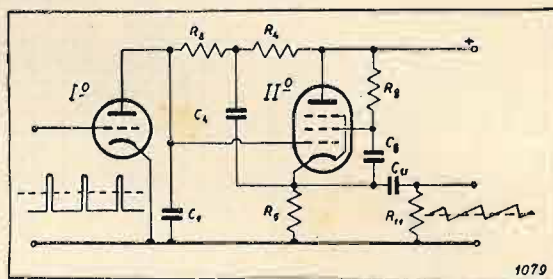



FIG. 11. - Variante dello schema di figura 10. Come II tubo viene utilizzato un pentodo anzichè un triodo allo scopo di ottenere un valore di K (amplificazione effettiva del II tubo) più vicino all'unità. Il filtro $R_{11} - C_{11}$ elimina dall'oscillazione la componente continua.

Con un buon proporzionamento possono ottenersi oscillazioni praticamente lineari di 150 volt fra punta e punta con tensioni anodiche non superiori a 350 volt.

I due circuiti descritti sono del tipo a comando esterno; essi possono però essere facilmente trasformati in generatori autoeccitati ricorrendo a disposizioni reattive di tipo noto.

ANALOGIA CON IL CIRCUITO INTEGRATORE « MU » DI 1° TIPO.

È interessante osservare che, prescindendo da particolari accessori, i circuiti rappresentati nelle figure 10 ed 11 coincidono con il circuito integratore del 1° tipo, schematizzato in figura 4.

Questa coincidenza non deve essere ritenuta casuale chè, in realtà, l'oscillazione a dente di sega rappresenta precisamente un integrale particolare dell'oscillazione impulsiva di comando del tubo-scarica. Se si suppone infatti che, come avviene di solito, il 1° tubo sia interdetto completamente nell'intervallo di carica e saturato in quello di scarica, il segnale di comando effettivo (quello cioè che conta per il funzionamento del tubo-scarica) può considerarsi equivalente ad una successione di impulsi rettangolari, perfettamente conforme, dunque, alla derivata rispetto al tempo di un'oscillazione lineare a dente di sega.

(Continua).

(9) Durante la carica, infatti, la corrente fluente attraverso l'elemento resistivo di carica, si dividerebbe in due parti di cui una fluirebbe in C_1 e l'altra nel gruppo $R_{11} C_{11}$; considerando che per trasmettere l'oscillazione senza deformazioni la costante di tempo di quest'ultimo deve essere grande in confronto all'intervallo di carica, la corrente che fluisce nel ramo $R_{11} C_{11}$ aumenterebbe praticamente nella stessa misura con cui cresce la tensione v ai capi di C_1. La corrente di carica di C_1 risulterebbe, dunque, pari alla differenza fra la corrente complessiva fluente nell'elemento di carica, la quale, come si è visto, diminuisce progressivamente, e la corrente del ramo R_{11} C_{11} che, viceversa, aumenta nel tempo.

È chiaro perciò che la corrente in C_1 diminuirebbe, durante la carica, per un duplice motivo, con conseguente aggravamento dello scostamento dalla linearità dell'incremento della v.

MOLTIPLICATORI APERIODICI DI FREQUENZA (*)

dott. ing. GIOVANNI BATTISTA MADELLA

dell' Istituto Elettrotecnico Nazionale « Galileo Ferraris » TORINO

SOMMARIO. Si mostra come l'uso contemporaneo di più generatori di armoniche, funzionanti in modo opportuno, consenta la soppressione aperiodica di un certo numero di armoniche indesiderate e come, con l'aumento del numero di generatori di armoniche usati, ci si possa avvicinare al caso ideale di un moltiplicatore di frequenza aperiodico che, alimentato con una tensione di entrata sinusoidale avente una frequenza qualunque, fornisca in uscita una tensione pure sinusoidale, ma avente una frequenza multipla della prima secondo un numero intero. Si descrivono alcuni circuiti fondati su questo principio, ed utilizzanti un tipo di generatore di armoniche precedentemente studiato. Essi hanno il pregio di funzionare correttamente anche se la frequenza e l'ampiezza della tensione di entrata variano entro ampi limiti, e di fornire una tensione di uscita la cui ampiezza è proporzionale a quella di entrata. Altre caratteristiche, utili in svariati casi, vengono ottenute con l'uso di un limitatore della tensione di uscita.

1. Generalità.

Si è ricordato in uno studio precedente [1], come i generatori di armoniche fondati sull'uso di stadi di amplificazione in classe C, o di circuiti aventi caratteristiche analoghe, offrano la possibilità di variare il rapporto delle ampiezze delle singole armoniche generate, semplicemente variando il valore dell'angolo di circolazione. Una scelta opportuna di questo angolo rende pertanto più facile, in generale, la selezione dell'armonica desiderata, ed in particolare, consentendo l'uso di organi meno selettivi, permette di far funzionare il dispositivo in una gamma di frequenza relativamente più estesa. Ulteriori possibilità di scelta si hanno se la tensione di uscita viene resa rettangolare per mezzo di un limitatore di ampiezza.

Il procedimento esposto è utile quando sia necessario sopprimere, o ridurre ad ampiezza trascurabile, un numero assai limitato di armoniche non desiderate (ad esempio una o due), ma si possa consentire la presenza di altre, anche se di ampiezza notevole. Non è invece possibile ottenere la soppressione contemporanea di un gran numero di armoniche indesiderate, come si rileva immediatamente dall'esame delle figure 1 e 2, riportate, per comodità, dal lavoro precedente.

2. Moltiplicatori di frequenza composti.

La limitazione descritta viene in gran parte evitata con l'uso contemporaneo di diversi generatori di armoniche, collegati in modo opportuno. Dalla figura 1 si deduce in primo luogo che l'uso di due generatori di armoniche, utilizzanti semiangoli di circolazione simmetrici rispetto a 90°, cioè dati rispettivamente da $\varphi_M = 90° - \beta$ e $\varphi_N = 90° + \beta$, consente di sopprimere tutte le armoniche dispari, o tutte quelle pari, secondo che le uscite siano collegate in concordanza di fase, oppure in opposizione. Naturalmente la scelta dell'angolo β consente ancora, come quando si usa un solo elemento, di sopprimere o ridurre fortemente anche qualche particolare armonica fra quelle rimaste. Se infine si usano diverse coppie di moltiplicatori, scegliendo opportunamente per ciascuna di esse il valore della tensione di entrata e quello dell'angolo β, si hanno ulteriori possibilità per la soppressione delle armoniche non desiderate.

Si supponga ad esempio di voler effettuare una moltiplicazione di frequenza per il fattore 5. Una coppia a di generatori di armoniche aventi l'uscita in opposizione di fase, per la quale sia approssimativamente: $\beta_a = 26°30'$

FIG. 1. - Andamento, in funzione del semiangolo di circolazione φ, dell'ampiezza di alcune armoniche generate da uno stadio di amplificazione funzionante in classe C, o da dispositivi analoghi.

(*) Pervenuto alla Redazione in prima stesura il 4-IX-1948, riveduto dall'Autore e restituito il 6-10-1948. (284)

(1) G. B. MADELLA: *Generatori stabilizzati di armoniche.* « Elettronica », III, 1948, p. 167.

($\varphi_{aM} = 63°30'$; $\varphi_{aN} = 116°30'$), consente di sopprimere praticamente tutte le armoniche pari, più la settima che è, fra le armoniche dispari, quella percentualmente più prossima alla quinta. Lo stesso avviene per un'altra coppia, b, nella quale sia approssimativamente: $\beta_b = 53°$ ($\varphi_{bM} = 37°$; $\varphi_{bN} = 143°$). Se si collegano le uscite delle due coppie suddette, regolandone opportunamente le ampiezze e il senso, si ha la possibilità di sopprimere almeno un'altra armonica indesiderata. Può essere ad esempio conveniente sopprimere la terza armonica, connettendo le uscite delle due coppie di generatori di armoniche in opposizione di fase, ed alimentando quella corrispondente a $\beta = 53°$ con una tensione che stia a quella che alimenta l'altra coppia in un rapporto K uguale a circa 1,85. La tensione di uscita così ottenuta contiene ancora una componente a frequenza fondamentale, che può tuttavia essere soppressa con facilità, per opposizione con una tensione prelevata opportunamente dall'entrata del dispositivo. Si ottiene così, in definitiva, una tensione di uscita che presenta lo spettro indicato nella figura 3. Si nota che le armoniche non desiderate hanno ampiezza ridotta, ed hanno una frequenza percentualmente assai diversa da quella dell'armonica desiderata, ciò che ne facilita grandemente l'eventuale selezione.

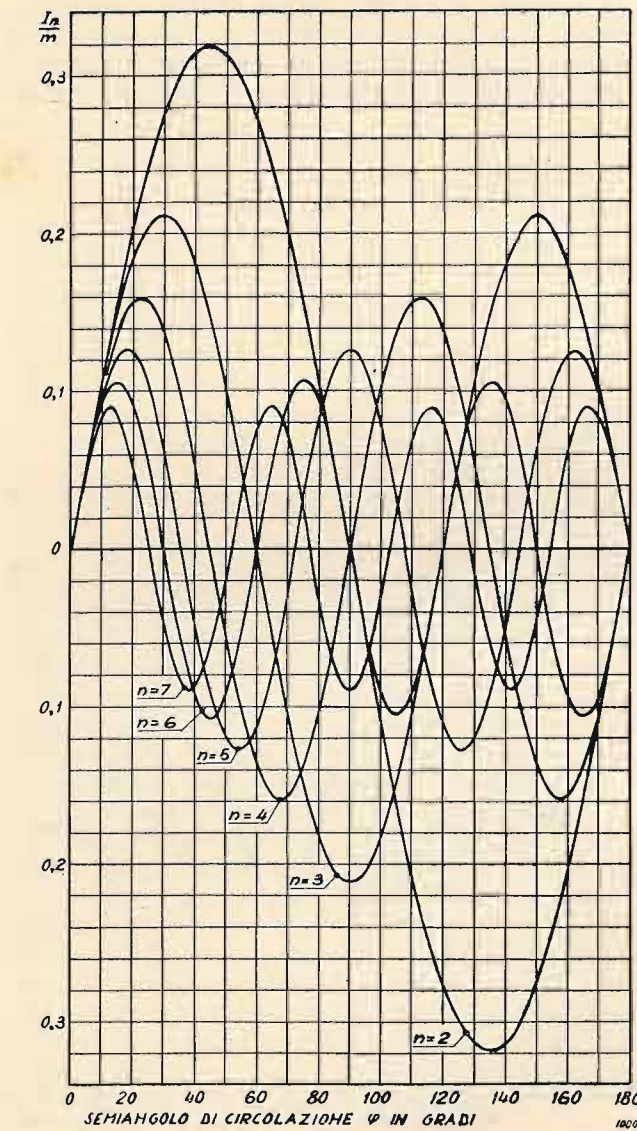



FIG. 2. - Curve analoghe a quelle riportate nella figura 1, ma relative al caso in cui il generatore di armoniche sia seguito da un limitatore di ampiezza.

FIG. 3. - Esempio di spettro ottenibile con la combinazione di diversi generatori di armoniche, funzionanti e connessi in modo opportuno.

La disposizione descritta rappresenta soltanto un esempio atto ad illustrare il procedimento generale, e può essere ovviamente modificata, allo scopo di sopprimere altre armoniche non desiderate.

Un calcolo più elaborato mostra ad esempio che, se si sceglie $\beta_a = 17°50'$, $\beta_b = 59°20'$ $K = 2{,}31$, si può effettuare la moltiplicazione per 5 con soppressione praticamente completa delle armoniche terza, settima e nona, oltre che, naturalmente, delle armoniche pari; la fondamentale può, al solito, essere soppressa per opposizione con una tensione prelevata all'entrata.

3. Attuazione pratica del dispositivo.

La necessità di regolare con sufficiente precisione gli angoli di circolazione dei singoli generatori di armoniche, rende opportuno l'uso di circuiti a diodo del tipo indicato nello studio precedente ([1]). È da osservare che il dispositivo citato non permette di conseguire semiangoli di circolazione φ superiori a 90°. La difficoltà può tuttavia superarsi osservando che, come mostra la figura 4, una onda corrispondente a $\varphi > 90°$ è equivalente, per quanto riguarda le componenti alternative, alla risultante di una onda completa e di un'onda corrispondente all'angolo supplementare $180° - \varphi$, spostata in fase di 180° rispetto alla prima. Si deduce che, a parte una componente continua che non interessa, ed una componente di prima armonica che modifica soltanto l'entità della compensazione che si deve eseguire con il prelievo di un'aliquota della tensione di ingresso, ci si può sempre ricondurre al caso $\varphi < 90°$. In luogo di utilizzare, per la soppressione delle armoniche pari o di quelle dispari, due generatori di armoniche funzionanti con semiangoli di circolazione supplementari $90° - \beta$ e $90° + \beta$, è pertanto possibile ridursi al caso di due generatori funzionanti entrambi con lo stesso semiangolo di circolazione $90° - \beta$, inseriti in modo opportuno.

Si riprenda, a chiarimento delle considerazioni precedenti, l'esempio fatto al paragrafo 2 di un circuito destinato ad effettuare la moltiplicazione di frequenza per il fattore 5. Un primo generatore deve funzionare come si è visto con un semiangolo di circolazione $\varphi_{aM} = 63°30'$, e

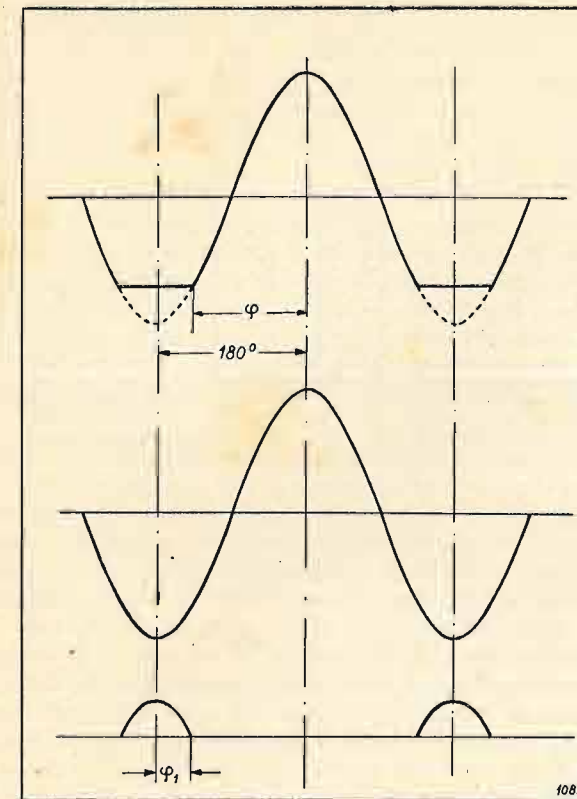



FIG. 4. - Illustrazione dell'equivalenza, agli effetti del contenuto di armoniche di ordine superiore al primo, di un'onda corrispondente al semiangolo di circolazione φ, e di un'onda corrispondente al semiangolo di circolazione supplementare, $180° - \varphi$.

può essere attuato secondo lo schema indicato nello studio ([1]). Un secondo generatore dovrebbe funzionare con il semiangolo di circolazione $\varphi_{aN} = 116°30'$ ed avere l'uscita connessa in opposizione rispetto al primo. Un risultato equivalente, agli effetti delle armoniche generate, si otterrebbe per quanto si è visto facendo funzionare anche il secondo generatore con il semiangolo di circolazione di 63°30' ed alimentandolo in opposizione di fase rispetto al primo. Poichè tuttavia il comportamento di un generatore di armoniche del tipo considerato non muta se si invertono contemporaneamente i sensi delle connessioni di entrata e di uscita, ed il senso di connessione del diodo, è possibile ottenere il risultato voluto in modo assai semplice invertendo il diodo di questo secondo generatore, e connettendo le entrate e le uscite in senso concorde.

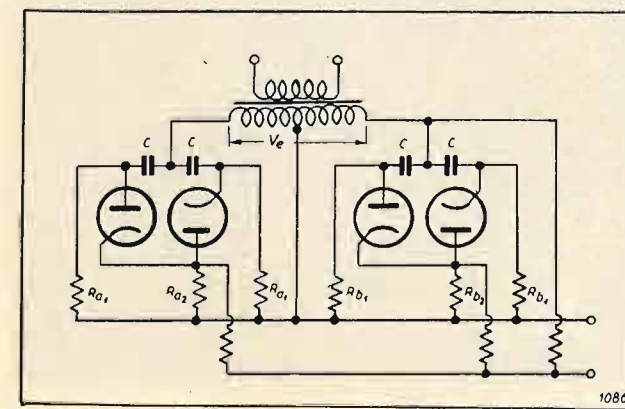



FIG. 5. - Esempio di un circuito atto alla moltiplicazione aperiodica di frequenza per il fattore 5.

In modo analogo si costituirà un'altra coppia di generatori funzionanti col semiangolo di circolazione di 37°. Il senso e l'ampiezza della tensione da essa fornita possono essere regolati agendo indifferentemente sulle connessioni di entrata o di uscita. La figura 5 mostra un esempio di circuito in cui le due coppie di generatori vengono alimentate con tensioni uguali ed in opposizione di fase, mentre le tensioni di uscita vengono combinate in senso concorde e con proporzioni diverse. In base alla relazione (9) dello studio ([1]), i rapporti R_{a1}/R_{a2} e R_{b1}/R_{b2} risultano rispettivamente 3,5 e 30.

4. Interpretazione intuitiva del procedimento descritto.

Il funzionamento del dispositivo testè illustrato si presta ad una interpretazione intuitiva assai semplice.

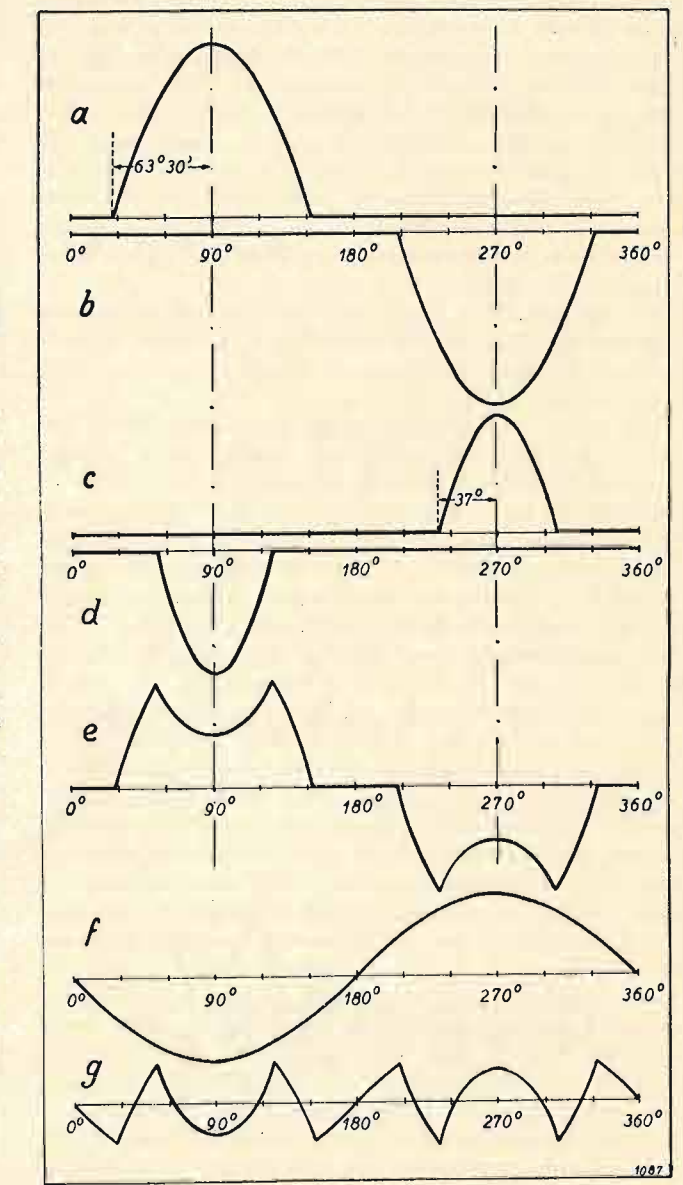



FIG. 6. - Andamento delle varie tensioni generate nel circuito illustrato nella figura 5, e della tensione risultante

Con riferimento alla figura 5, è infatti facile constatare come le tensioni di uscita di ciascun diodo abbiano l'andamento indicato nella figura 6 (*a*, *b*, *c*, *d* rispettivamente). La loro risultante ha pertanto l'andamento indicato con *e*, e l'aggiunta di una componente a frequenza fondamentale (*f*), dà luogo in definitiva all'andamento indicato con *g*, che come si vede presenta una componente di notevole ampiezza avente frequenza cinque volte maggiore di quella della tensione sinusoidale applicata all'ingresso.

5. Considerazioni varie.

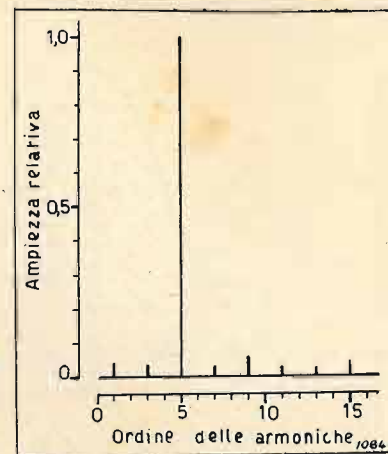
La curva *g* della figura 6 presenta un andamento spezzato, che è ovviamente conseguenza dell'andamento ideale che si è attribuito alle caratteristiche dei diodi. In pratica, tenuto conto dell'andamento reale di queste caratteristiche, si ottengono curve più o meno raccordate, che in generale ricopiano con migliore approssimazione l'andamento voluto. Soltanto nel caso di fattori di moltiplicazione molto elevati, la curvatura delle caratteristiche può riuscire dannosa, richiedendo l'uso di tensioni di ingresso molto elevate. Sempre in conseguenza della curvatura delle caratteristiche, le condizioni di funzionamento più favorevoli possono differire più o meno sensibilmente da quelle calcolate nel caso ideale, e può pertanto essere opportuno ritoccare queste ultime, osservando la forma della tensione di uscita per mezzo di un oscillografo, o meglio verificandone la composizione armonica per mezzo di un analizzatore d'onda.

Il rapporto fra la tensione di uscita e quella di entrata è sempre inferiore all'unità, e decresce in generale al crescere del rapporto di moltiplicazione, ma ciò non costituisce di solito un grave inconveniente.

In alcuni casi potrebbe essere utile rendere rettangolari, per mezzo di usuali limitatori di ampiezza, le tensioni di uscita di tutti i diodi, o di una parte di essi, al fine di utilizzare anche le caratteristiche riportate nella figura 2. Un'applicazione più semplice, e spesso più vantaggiosa, dei limitatori di ampiezza, consiste tuttavia nel rendere rettangolare la tensione complessiva di uscita. In tal caso, se i vari angoli di circolazione sono scelti in modo da distanziare ugualmente fra loro i passaggi per lo zero, la tensione di uscita è costituita da un'onda rettangolare i cui periodi sono praticamente uguali fra loro. Le sue componenti armoniche sono allora esclusivamente quelle di ordine *n*, 3*n*, 5*n*... con ampiezze inversamente proporzionali ai rispettivi ordini, ed è pertanto assai facile isolare la componente di ordine *n* dalle rimanenti. Inoltre l'uguaglianza di tutti i periodi dell'onda di uscita è assai favorevole in molti casi, ad esempio quando il moltiplicatore debba a sua volta pilotare un demoltiplicatore di frequenza per ottenere complessivamente un fattore di moltiplicazione frazionario.

Il comportamento dei circuiti descritti è ovviamente indipendente, entro ampi limiti, dalla frequenza di funzionamento. Il limite inferiore è determinato dal valore delle capacità di accoppiamento, in relazione agli altri parametri del circuito, ed è pertanto praticamente arbitrario. Il limite superiore è invece legato al valore delle capacità parassite, sempre in relazione agli altri parametri del circuito.

Un'influenza notevole, che aumenta all'aumentare del fattore di moltiplicazione, ha la forma della tensione di

FIG. 7 - Spettro, rilevato sperimentalmente, della tensione di uscita di un circuito analogo a quello illustrato nella figura 5.

entrata, che si è finora supposta sinusoidale. È ovvio che di eventuali deformazioni dell'onda, se esattamente note, si può tener conto modificando opportunamente i parametri dei circuiti impiegati. Occorre tuttavia tenere presente che il procedimento cessa di essere applicabile quando il valore istantaneo della tensione di entrata si mantiene costante o poco variabile durante ampie porzioni del periodo, come avviene ad esempio nel caso di onde rettangolari, e quando non sono soddisfatte determinate condizioni di simmetria delle semionde.

Il numero degli elementi raddrizzatori da usare varia secondo le esigenze che vengono poste riguardo alla forma dell'onda di uscita, ed aumenta in generale all'aumentare del fattore di moltiplicazione. È comunque possibile, anche con un numero limitato di raddrizzatori, sopprimere le componenti che risultano particolarmente dannose.

Può essere interessante osservare che, idealmente, la deviazione della tensione di uscita dall'andamento ideale potrebbe rendersi piccola ad arbitrio con l'uso di un conveniente numero di raddrizzatori. Può anche essere interessante osservare che il procedimento consente di effettuare, più in generale, conversioni di forma d'onda, di cui la moltiplicazione di frequenza è soltanto un caso particolare.

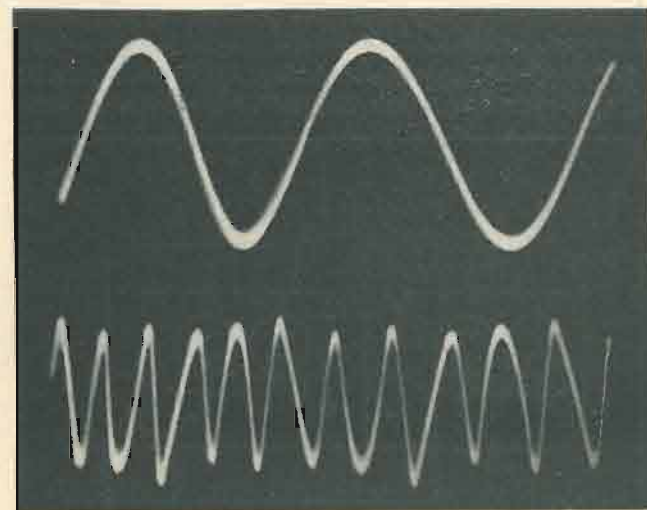



FIG. 8. - Oscillogrammi della tensione di entrata e di uscita di un circuito analogo a quello illustrato nella figura 5 (ordinate in scala diversa).

6. Risultati sperimentali.

Si riportano, a titolo di esempio, i risultati ottenuti con un circuito analogo a quello indicato nella figura 5, nel quale le resistenze dei generatori di armoniche avevano i seguenti valori: $R_{a1} = R_{b1} = 0{,}2$ MΩ; $R_{a2} = 3{,}5$ kΩ; $R_{b2} = 80$ kΩ. Lo spettro della tensione di uscita, rilevato per mezzo di un analizzatore armonico, è indicato nella figura 7, mentre la forma della tensione stessa è mostrata nella figura 8 insieme con quella della tensione di entrata, riportata per comodità in scala diversa. Ambedue i rilievi sono stati effettuati alimentando il circuito alla frequenza di 1 kHz, ma il comportamento del circuito è risultato praticamente costante in tutta la gamma acustica.

7. Conclusioni.

Il procedimento descritto permette di attuare moltiplicatori di frequenza il cui comportamento è, entro ampi limiti, indipendente dalla frequenza. Con artifici di vario genere, è possibile ridurre a valori trascurabili l'ampiezza delle componenti armoniche indesiderate della tensione di uscita.

La tensione di entrata può variare entro ampi limiti la sua frequenza e la sua ampiezza, senza che il funzionamento del moltiplicatore risulti alterato. L'ampiezza della tensione di uscita, ove non si faccia uso di limitatori, è praticamente proporzionale a quella della tensione di entrata.

CONVERTITORI SPECIALI PER MODULAZIONE DI FREQUENZA (*)

per. ind. RAOUL ZAMBRANO
della Magnadyne Radio - TORINO

SOMMARIO. Vengono presentati alcuni semplici circuiti per la conversione e la rivelazione dei segnali modulati in frequenza. I diversi circuiti presentati sono concettualmente eguali; in essi la rivelazione avviene per mezzo di un circuito a supereterodina e superreazione impiegante un solo tubo multiplo.

È nota la complessa struttura di un ricevitore per M.F. dato il suo funzionamento in onde ultracorte, la necessità della discriminazione del segnale, l'alta fedeltà richiesta.

Da ciò deriva un costo medio superiore a quello dei normali ricevitori. Se nello stesso ricevitore vi è la possibilità di ricevere sia la M.A. sia la M.F. le complicazioni aumentano e quindi anche il costo cresce rapidamente.

Negli S.U.A., principalmente ad opera di Hazeltine, è stato studiato uno schema semplice ed economico che permette, con un solo tubo multiplo loctal (doppio triodo a catodi separati) di effettuare l'intera trasformazione del segnale a M.F. in segnale di bassa frequenza.

Diremo subito che il nuovo circuito si presta in modo singolare ad essere accoppiato ad un ricevitore normale [1] di ricezione circolare pur non presentando i rilevanti vantaggi di una catena indipendente per M.F.

Il fatto, come si vedrà, di usare la dissintonia di un circuito oscillatorio per la rivelazione dei segnali porta principalmente all'inconveniente di ottenere la ricezione di una stessa emittente in due punti della scala.

L'impiego poi della superreazione non consente di ottenere un elevato rapporto segnale disturbo così come invece è il caso di un normale ricevitore per M.F.

Il nuovo circuito sviluppato da Hazeltine [2] comprende i principi della rivelazione a supereterodina e a superreazione permettendo di ottenere in modo assai semplice un rivelatore per modulazione di frequenza.

Questo circuito è studiato per usare il doppio triodo 12AT7 della serie 12 volt. Una sezione di questo tubo serve per ottenere l'oscillazione locale che risulta contenuta tra 110 e 130 MHz. La seconda sezione del tubo adempie a quattro funzioni distinte:

a) convertitore a supereterodina per una frequenza intermedia di 22 MHz;

b) amplificatore a frequenza intermedia a superreazione ad alto guadagno;

c) convertitore da M.F. a M.A.;

d) rivelatore del segnale ad audio frequenza.

La rivelazione si ottiene dissintonizzando il ricevitore in modo che il segnale applicato è leggermente fuori risonanza e con la sua variazione di frequenza crea una d.d.p. variabile in ampiezza. In questa maniera il ricevitore viene ad avere due punti, equidistanti rispetto alla risonanza del circuito, sui quali è possibile la ricezione corretta di una emittente.

Il segnale ricavato dall'antenna attraverso un condensatore di 2 pF è sintonizzato dal circuito oscillatorio d'ingresso ed applicato alla griglia del tubo miscelatore. Il segnale generato localmente è accoppiato alla stessa griglia tramite un altro condensatore da 2 pF. La frequenza intermedia, data dalla differenza tra la frequenza locale e quella in arrivo si manifesta nel circuito anodico del tubo miscelatore.

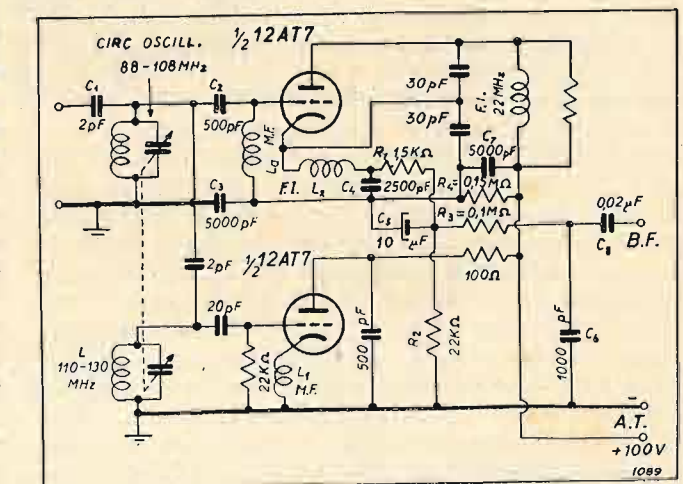



FIG. 1 - Schema elettrico del convertitore per segnali modulati in frequenza a supereterodina e superreazione Fremodyne.

Il carico anodico di quest'ultimo tubo è costituito dal circuito del tipo Colpitt accordato sulla frequenza intermedia di 22 MHz. Perciò esso tende ad innescare su questi frequenza. Per altro i valori assegnati a C_4 ed R_4, che hanno il compito di autopolarizzare la griglia del tubo quando esso innesca, sono proporzionati in modo da spegnere le oscillazioni. Queste s'innescano nuovamente per poi tornarsi a spegnere e così via con un ritmo che dipende dalla costante di tempo $R_4 C_4$ ($\sim$ 375 μs). Nel caso considerato la *frequenza di spegnimento* è dell'ordine di 25 kHz (ultraacustica).

Il circuito è pertanto in regime di superreazione e ciò consente di ottenere una notevole amplificazione del segnale.

Com'è noto, in un circuito superrigenerativo l'ampiezza e la forma di ciascun treno di oscillazioni dipende dall'ampiezza che il segnale di eccitazione, applicato alla griglia del tubo, ha nell'istante in cui ha inizio il treno conside-

(*) Pervenuto alla redazione il 29-VIII-1948. Revisione ultimata dalla Redazione il 14-IX-1948. (290).

(1) W. W. HENSLER: *New Trend in Receiver Design.* « Radio News », XL, n. 2, agosto 1948, p. 44.

(2) *The Fremodyne FM detector.* « Radio News », XXXIX, n. 2, febb. 1948, p. 48.

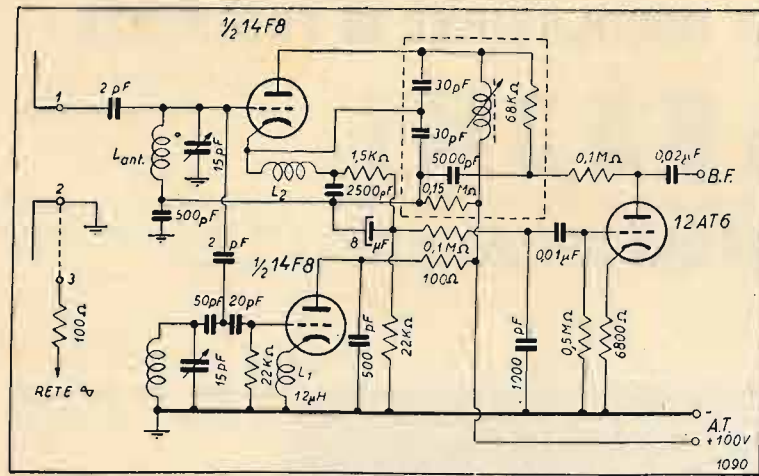



FIG. 2. - Schema elettrico di un convertitore tipo Fremodyne costruito dalla Meck Co.

rato (3). D'altra parte, dato il funzionamento non lineare del tubo, anche la corrente anodica media risulta funzione dell'ampiezza delle oscillazioni. Quest'ultima ampiezza dipende a sua volta (a causa della dissintonia del circuito d'ingresso che determina la conversione della M.F. in M.A.) dalla modulazione del segnale in arrivo. Pertanto la corrente anodica che attraversa il tubo ha un valore medio variabile a frequenza acustica col ritmo della modulazione.

Il segnale ad audio frequenza è raccolto ai capi del resistore R_2 attraversato appunto dalla corrente del tubo ed inserito nel suo circuito catodico. Il catodo assume pertanto un potenziale pulsante rispetto a massa.

Per evitare che tale potenziale variabile con ritmo acustico abbia a comandare (assieme a quello di entrata a R.F. applicato sulla griglia) l'ampiezza dei singoli treni di oscillazione generati dall'effetto superreattivo occorre che la griglia abbia lo stesso potenziale ad audiofrequenza del catodo. Ciò è ottenuto connettendo la griglia (attraverso d'induttanza d'arresto L_A) con il catodo mediante il grosso condensatore C_5 (10μF). In realtà la connessione non è fatta direttamente al catodo bensì attraverso l'induttanza d'arresto L_2 che consente al catodo di assumere un potenziale alternativo a F.I. per ottenere le oscillazioni di superreazione e al filtro C_4 R_1 C_5 che evita che le oscillazioni a F.I. vengano trasferite al circuito di uscita.

La rete di attenuazione R_3 C_6 attraverso alla quale la tensione di B.F. raccolta all'estremità di R_2 viene trasferita (tramite il condensatore C_8 che separa la tensione continua) all'uscita, costituisce il dispositivo chiamato dagli americani « de-emphasis ». Esso ha lo scopo di attenuare le note acute in maniera complementare di quella secondo la quale tali note vengono esaltate alla trasmissione (« pre-emphasis »). Tale esaltazione alla trasmissione e la conseguente attenuazione alla ricezione consentono una trasmissione uniforme mentre i disturbi prevalentemente localizzati sulle frequenze più elevate risentono solamente dell'attenuazione effettuata alla ricezione la quale risulta perciò meno disturbata.

Il funzionamento « intermittente », caratteristico della superreazione, se da un lato è sfavorevole perchè produce la rumorosità propria di questo sistema, da un altro lato, è favorevole alla riduzione dei disturbi sopperendo così, almeno in parte, ad un altro inconveniente che si può notare nel circuito considerato: l'assenza del limitatore. Succede infatti che gli impulsi di entrata di breve durata (quali quelli determinati dai disturbi) che capitano negli intervalli (relativamente lunghi) in cui l'oscillazione nel circuito di Colpitt è spenta non danno origine ad alcuna uscita; quegli impulsi che capitano invece in quegli istanti in cui l'oscillazione è già molto ampia possono riuscire trascurabili rispetto a quest'ultima e così anch'essi, per un altro verso, danno origine ad un'uscita trascurabile; pertanto solo quegli impulsi (disturbi) che capitano proprio nel periodo iniziale d'innesco delle oscillazioni di superreazione risultano effettivamente dannosi. Si constata così che il circuito non risulta molto sensibile ai disturbi impulsivi di breve durata.

L'allineamento di questo circuito è molto semplice. Si procede allineando il circuito a frequenza intermedia mediante un generatore modulato in ampiezza. L'uscita del generatore può essere connessa direttamente all'antenna. Siccome la bobina è provvista di nucleo, si regolerà questo ultimo sino ad ottenere la massima uscita di bassa frequenza.

All'occorrenza un generatore della sola portante può essere sufficiente; esso sarà sintonizzato sul valore della frequenza intermedia e l'accordo del circuito sarà ottenuto per il minimo rumore d'uscita.

La regolazione dei circuiti ad alta frequenza è fatta nel modo consueto. Oltre alla regolazione dei compensatori di sintonia si potranno regolare anche i piccoli avvolgimenti dell'aereo e dell'oscillatore locale. Anche qua può essere usato un generatore della sola portante, che sfruttato sulle sue armoniche superiori può coprire la banda della M.F. (88-108 MHz). L'accordo è raggiunto quando la tensione di rumore in bassa frequenza è la minima. (Questo è possibile in quanto il soffio di superreazione viene soffocato dalla portante).

Questo circuito, ed i consimili (4), già introdotti in commercio (figg. 2 e 3) hanno una sensibilità intorno ai

(3) F. BURLANDO: *Rivelatore a superreazione attuato con tubi a transconduttanza negativa.* « Elettronica », II, n. 5, 1947, p. 187.

(4) W. T. PETERSON: *An Inexpensive FM Tuner.* « Radio News », XXXIX, n. 5, maggio 1948, p. 46.

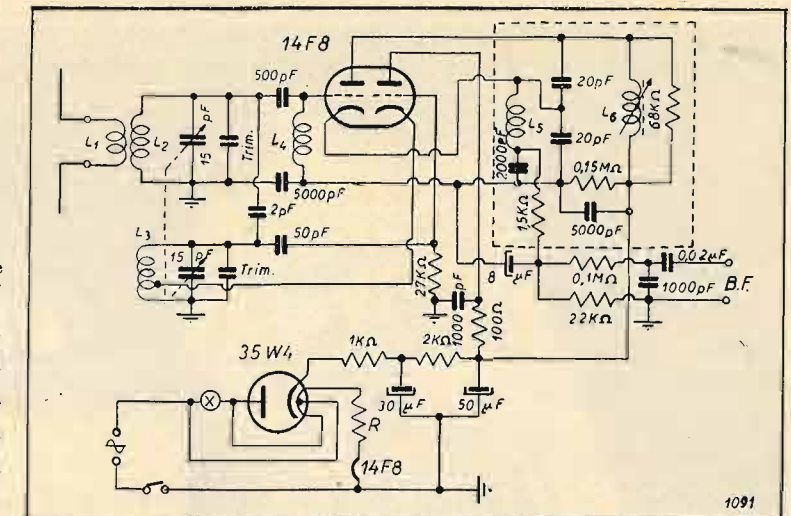



FIG. 3. - Schema elettrico di un convertitore tipo Fremodyne impiegato in unione con un ricevitore normale dalla Approved Instr. Co.

L_1 = 1 spira filo rame stag. diam. 1,3 mm avvolto con diam. int. di 12,7 mm;
L_2 = 3 spire filo rame stag. diam. 1,3 mm avvolto con diam. int. di 12,7 mm;
L_3 = 4 spire filo rame stag. diam. 1,3 mm avvolto con diam. int. di 12,7 mm;
L_4 = 120 spire filo rame smalt. diam. 0,13 mm avvolto con diam. int. di 6,3 mm;
L_5 = 100 spire filo rame smalt. diam. 0,13 mm avvolto con diam. int. di 6,3 mm;
L_6 = 12 spire filo rame smalt. diam. 0,25 mm avvolto con diam. int. di 10 mm.

200 μV. Essi sono in grado di fornire un segnale di bassa frequenza atto a pilotare la B.F. di un normale radio ricevitore entrando nella presa del fonorilevatore.

Qualora sia desiderato, all'uscita di bassa frequenza di uno dei circuiti sopra riportati può essere direttamente inserito un ricevitore telefonico ad alta impedenza di buona qualità.

CONSIDERAZIONI SU VARI TIPI DI DOSATORI (*)

ENRICO LERCARI
ROMA

SOMMARIO. Si descrivono vari tipi di dosatori (inglese mixer), esaminandone il comportamento, ed indicando alcune norme per il loro progetto. In particolare, si ricercano le condizioni di minima attenuazione per ogni canale, e si mostra come il valore minimo conseguibile aumenti con il numero dei canali.

1. Premesse.

Si chiama dosatore l'apparecchio che collega un sistema di canali entranti ad un canale uscente, regolandone separatamente l'attenuazione ad arbitrio dell'operatore. Il dosatore serve, lo dice la parola stessa, a dosare le correnti foniche provenienti da generatori diversi, in una mescolazione d'insieme atta a produrre determinati effetti acustici. Nel dosatore la regolazione di ogni canale non deve produrre alcuna variazione nei canali adiacenti. Così sempre avviene in un dosatore ben costruito, dove le varie impedenze sono adattate perfettamente tra loro.

Le due funzioni, — mescolamento dei vari canali entranti, ed attenuazione separata e regolabile di ciascuno di essi — pur essendo svolte da un unico apparecchio, sono in realtà distinte fra loro, e possono pertanto studiarsi separatamente. Il problema dell'attenuazione di un singolo canale è già stato trattato in questa stessa Rivista [1]; ci si limita pertanto ad esaminare nella presente nota il modo in cui deve essere effettuato il collegamento delle uscite dei singoli attenuatori.

Il circuito che compie questa funzione è rappresentato schematicamente nella figura 1. Esso comprende cioè, in generale, un certo numero d'entrate ed una sola uscita. Ci si propone di progettarlo in modo da soddisfare alle due condizioni seguenti:

a) assenza di riflessioni, cioè perfetto adattamento di impedenza ad ogni entrata ed all'uscita;

b) minima perdita di potenza, cioè minima attenuazione di ogni canale.

Si suppone per semplicità che tutte le entrate debbano presentare la stessa impedenza, e si considerano separatamente tre tipi di circuito soddisfacenti alle condizioni *a*) e *b*), e cioè:

1°) Circuiti con entrate collegate in parallelo.
2°) Circuiti con entrate collegate in serie.
3°) Circuiti con entrate collegate in serie parallelo.

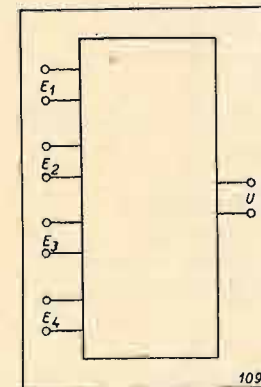



FIG. 1. - Rappresentazione schematica generale di un elemento che collega un certo numero di linee entranti ad un'unica linea uscente.

(*) Stesura completamente rifatta dalla Redazione. (292)

(1) E. LERCARI: *Calcolo di attenuatori.* « Elettronica », II, n. 8, ottobre 1947, p. 307.

FIG. 2. - Attuazione dell'elemento rappresentato in fig. 1 con entrate collegate in parallelo.

2. Circuiti con entrate collegate in parallelo.

Un circuito di questo tipo è rappresentato ad esempio nella figura 2, e le incognite del problema sono i valori R_x ed R_y. È facile vedere che, quando le n entrate e l'uscita sono collegate ad apparecchi aventi rispettivamente l'impedenza R_e ed R_u, l'impedenza del circuito vista da una qualunque delle entrate è:

$$[1] \qquad R_x + \frac{(R_e + R_x)\ (R_u + R_y)}{R_e + R_x + (R_u + R_y)\ (n - 1)}$$

e pertanto la condizione di adattamento ad ogni entrata è:

$$[2] \qquad R_e = R_x + \frac{(R_e + R_x)\ (R_u + R_y)}{R_e + R_x + (R_u + R_y)\ (n - 1)}\,.$$

Nelle stesse condizioni, l'impedenza del circuito vista dall'uscita è:

$$[3] \qquad R_y + \frac{R_e + R_x}{n}$$

e pertanto la condizione di adattamento all'uscita è data da:

$$[4] \qquad R_u = R_y + \frac{R_e + R_x}{n}$$

Il sistema formato dalle [2] e [4], risolto rispetto a R_x e R_y, dà le espressioni:

$$[5] \qquad R_x = R_e \frac{R_u n^2 - 2R_u n + R_e}{R_u n^2 - R_e}$$

$$R_y = R_u - \frac{R_e}{n}\left(1 - \frac{R_x}{R_e}\right)$$

Pertanto, per qualunque valore di R_e ed R_u e per ogni n, è determinata una coppia di valori R_x ed R_y che soddisfa le equazioni [2] e [4], e quindi la condizione *a*).

Naturalmente occorre, per l'attuazione pratica, che R_x e R_y risultino ambedue positivi. È facile vedere che, per $n > 1$, R_x risulta sempre positivo, mentre R_y risulta positivo se, posto $K = R_u/R_e$, si ha:

$$[6] \qquad K \geq \frac{2n - 1}{n^2}$$

In pratica i valori di R_e e R_u sono fino ad un certo punto arbitrari poichè, anche se le linee in arrivo e quella in partenza hanno impedenze prestabilite, è sempre possibile eseguire l'adattamento per mezzo di traslatori. È pertanto possibile scegliere valori che soddisfino nel modo migliore la condizione *b*), cioè diano luogo alla minima perdita di potenza.

Un calcolo che non si riporta per semplicità, mostra come la perdita di potenza aumenti all'aumentare di K, e come pertanto la condizione più vantaggiosa si abbia, sotto questo aspetto, quando K assume il minimo valore possibile, ossia, per la [6], il valore:

$$[7] \qquad K = \frac{2n - 1}{n^2},$$

per la quale si ha $R_y = 0$.

Questa espressione permette di dimensionare completamente il mescolatore. Infatti sostituendo nelle [5], e tenendo conto che è $K = R_u/R_e$, si ha:

$$[8] \qquad R_x = R_e \cdot \frac{n - 1}{n}$$

$$[9] \qquad R_y = 0$$

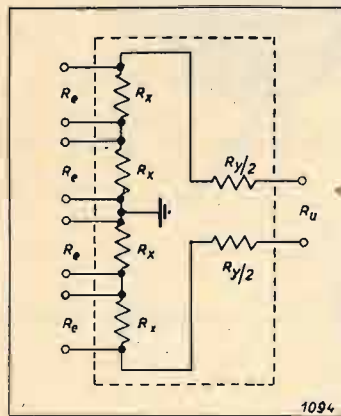



Fig. 3. - Attuazione dell'elemento rappresentato in fig. 1 con entrate collegate in serie.

$$[10] \qquad R_u = R_e \cdot \frac{2n - 1}{n^2}.$$

onde tutti i parametri richiestri risultano fissati, in funzione di R_e che resta arbitrario.

È qualche volta opportuno utilizzare un valore di R_u, e quindi di K, maggiore di quello calcolato (valori minori non sono ammissibili perchè darebbero luogo, come si è visto, a valori negativi di R_y). I valori di R_x e R_y verranno allora calcolati semplicemente in base alle [5] ed occorrerà ovviamente rinunciare a soddisfare la condizione *b*).

3. Circuiti con entrate collegate in serie.

Un circuito di questo tipo è rappresentato nella figura 3, e le incognite del problema sono ancora R_x ed R_y. È facile vedere che quando le n entrate e l'uscita sono collegate ad apparecchi aventi rispettivamente l'impedenza R_e ed R_u, l'impedenza del circuito vista da una qualunque delle entrate è:

$$[11] \qquad \frac{R_x\left[R_y + R_u + \frac{R_e R_x}{R_e + R_x}(n - 1)\right]}{R_x + R_y + R_u + \frac{R_e R_x}{R_e + R_x}(n - 1)}$$

e pertanto la condizione di adattamento ad ogni entrata è data da:

$$[12] \qquad R_e = \frac{R_x\left[R_y + R_u + \frac{R_e R_x}{R_e + R_x}(n - 1)\right]}{R_x + R_y + R_u + \frac{R_e R_x}{R_e + R_x}(n - 1)}.$$

Nelle stesse condizioni, l'impedenza del circuito vista dall'uscita è:

$$[13] \qquad R_y + \frac{R_e R_x}{R_e + R_x} n$$

e pertanto la condizione di adattamento all'uscita è data da:

$$[14] \qquad R_u = R_y + \frac{R_e R_u}{R_e + R_x} \cdot n.$$

Il sistema formato dalle [12] e [14], risolto rispetto ad R_x ed R_x dà le seguenti espressioni:

$$[15] \qquad R_x = R_e \sqrt{\frac{R_u}{R_u - R_e}}$$

$$R_y = R_u + n\left[\sqrt{R_u^2 - R_u R_e} - R_u\right].$$

Anche in questo caso è ovviamente necessario che R_x ed Ry risultino positivi, ed è facile constatare che, posto ancora $K = R_u/R_e$, la condizione suddetta è soddisfatta se si ha:

$$[16] \qquad K \geq \frac{n^2}{2n - 1}.$$

Anche in questo caso la minima perdita di potenza nel circuito di collegamento si ha quando K assume il minimo valore possibile, ossia quando è:

$$[17] \qquad K = \frac{n^2}{2n - 1}$$

I parametri del circuito che soddisfa le condizioni *a*) e *b*) si ottengono pertanto scegliendo innanzitutto una coppia di valori R_e ed R_u compatibile con la [17], e sostituendo i valori così scelti nelle [15]. Si ottiene in definitiva:

$$[18] \qquad R_x = R_e \frac{n}{n - 1}$$

$$[19] \qquad R_y = 0$$

$$[20] \qquad R_u = R_e \frac{n^2}{2n - 1}$$

e vale ancora quanto si è osservato nel caso precedente ove si voglia usare un valore di R_u, e quindi di K, maggiore di quello calcolato.

Si osservi che, per qualunque valore di n, purchè maggiore di 1, la [20] dà $R_u > R_e$, mentre la [10] del caso precedente dava $R_u < R_e$. Ciò significa che, se si vuole conseguire la condizione di minima perdita di potenza, il circuito con entrate in parallelo è preferiblie quando si desideri che la resistenza d'uscita sia minore di quella di entrata, mentre il circuito con entrate in serie è preferibile nel caso contrario.

4. Altri tipi di circuito.

Sono stati studiati altri tipi di circuito, sui quali non ci si sofferma per semplicità. Si accenna soltanto che, con l'uso di circuiti più complessi, è possibile ottenere una perdita di potenza alquanto minore di quella minima ottenibile con i circuiti elementari descritti, il vantaggio essendo più sensibile nel caso di un gran numero di canali entranti.

DISTURBI ALLE RADIOAUDIZIONI (*)

dott. ing. GIOVANNI LOMBARDO
TORINO

SOMMARIO. Dopo aver ricordato le caratteristiche principali dei disturbi alle radioaudizioni provocati dal funzionamento di determinati apparecchi elettrici, si illustrano alcune disposizioni di protezione e si svolgono alcune considerazioni sulle norme di legge attualmente vigenti in materia.

1. Introduzione.

Le perturbazioni che il pubblico comprende sotto la denominazione generica di « disturbi » sono di tipo assai svariato. Tra le più comuni si possono comprendere le seguenti:

1 - disturbi dovuti alle radio-emissioni stesse (es. interferenze, affievolimenti, ecc.);
2 - scariche elettriche a carattere continuo o intermittente.

In questa nota non verranno presi in considerazione i difetti appartenenti alla prima categoria, che in genere dipendono, oltrechè dal perfezionamento tecnico delle emittenti e dalla loro reciproca sistemazione ed organizzazione, anche da anomalie nella propagazione. Ci si limiterà pertanto a trattare i disturbi che rientrano nella seconda categoria, e che si presentano all'altoparlante sotto forma di scariche più o meno persistenti.

Il termine disturbo è certamente molto elastico e soggettivo, poichè una scarica di determinata durata e intensità, mentre può essere tollerata da un certo soggetto, può sembrare assolutamente insopportabile ad un altro. È necessario pertanto accordarsi innanzitutto sulla definizione esatta della parola « disturbo ».

Le norme del C.E.I. (Comitato Elettrotecnico Italiano) stabiliscono di denominare disturbi le « perturbazioni non tollerabili » definite dalle seguenti caratteristiche di durata e di intensità:

Caratteristiche di durata: Perturbazione continua, oppure intermittente, ma con singole fasi di durata non inferiore ad un secondo che si susseguano ad intervalli non superiori a cinque minuti.

Caratteristiche di intensità: Perturbazione tale da produrre ai morsetti antenna-terra di un complesso ricevitore una differenza di potenziale non inferiore a 30 μV.

I disturbi così definiti possono essere originati da varie cause tra cui principalmente:

1 - perturbazioni elettriche dell'atmosfera;
2 - apparecchi elettrici in genere.

Attualmente non si conoscono metodi efficaci per la eliminazione dei disturbi atmosferici, i quali sono prodotti, come è intuitivo, da scariche elettriche atmosferiche e da altre perturbazioni dello stato elettrico dell'aria.

È invece possibile combattere efficacemente i disturbi prodotti da apparecchi elettrici di vario tipo, ed è pertanto tale categoria di disturbi che verrà presa in particolare considerazione.

(*) Pervenuto alla Redazione il 24-VII-1948. Stesura riveduta dalla Redazione. (273)

2. Natura dei disturbi prodotti da apparecchi elettrici.

È noto che una corrente continua o alternata *a regime* non comprende componenti ad alta frequenza e non può pertanto disturbare le radioaudizioni. Tuttavia, le correnti transitorie, che si manifestano in seguito a fenomeni di scintillio o a bruschi cambiamenti di regime, contengono componenti di frequenza anche molto elevata, e costituiscono perciò una notevole sorgente di disturbi. In generale le ampiezze delle singole componenti decresce al crescere della loro frequenza, e ciò spiega come i disturbi di questa natura siano meno sensibili sulle onde più corte.

È evidente che all'ascoltatore non interessa tanto il livello assoluto dei disturbi, quanto il loro livello relativo, cioè il loro rapporto rispetto al segnale utile. Se infatti ci si riferisce al caso più frequente e più semplice di un ricevitore per modulazione di ampiezza, si trova che il rapporto « segnale-disturbo » nella migliore delle ipotesi (1) si mantiene invariato dall'antenna fino all'altoparlante, qualunque sia l'amplificazione intermedia. Pertanto il suono corrispondente al segnale utile può mascherare quello corrispondente al disturbo, o esserne mascherato, secondo il rapporto delle rispettive ampiezze.

3. Riduzione dei disturbi.

È evidente per quanto si è detto che, a parità di tensione disturbante, conviene che il segnale utile sia quanto più possibile elevato, mentre a parità di segnale utile conviene che il disturbo sia quanto più possibile ridotto, onde la riduzione dell'effetto dannoso dei disturbi deve essere orientato sui due punti seguenti:

a) aumento dell'intensità dei segnali utili.
b) diminuzione dell'intensità dei disturbi.

Nel senso indicato con *a*) agiscono, o dovrebbero agire, essenzialmente le società di radiodiffusione, impiantando stazioni di notevole potenza; anche gli utenti però possono in parte concorrere allo scopo nel modo che vedremo avanti.

Nel senso indicato con *b*) si provvede invece con particolari accorgimenti tecnici e con dispositivi di filtro studiati caso per caso e applicati direttamente sulla sorgente disturbatrice. In questo senso, che è il solo accessibile all'ascoltatore, i provvedimenti da prendere sono di due specie e cioè:

1 - criteri protettivi da parte dell'abbonato radio;

(1) Può risultare peggiorato dall'introduzione di disturbi proprii del ricevitore quali ronzii, rumorosità propria di elementi (resistenze - tubi, dovuta a ragioni fisiche o a difetto degli elementi stessi.

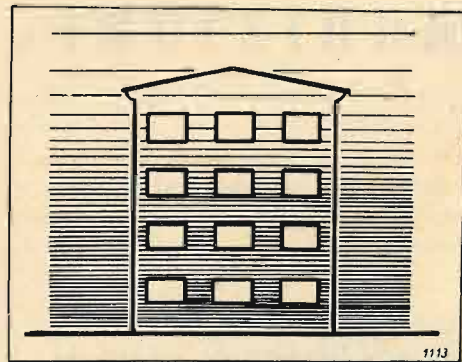



FIG. 1. - Rappresentazione convenzionale del campo di disturbi radio contornante un edificio.

2 - applicazioni tecniche di silenziamento sulle apparecchiature disturbanti.

Non si può affermare a priori quale dei due sistemi sia da preferire, e si può solo asserire che in generale i migliori risultati si ottengono agendo in entrambi i sensi.

Prima di addentrarci nell'esame di questa questione, è opportuno notare che le condizioni di ricezione sono più felici in campagna, ove si è distanti da impianti elettrici e la propagazione di un'onda non è disturbata dalla presenza di grandi edifici; invece le condizioni di ricezione peggiorano sensibilmente negli agglomerati urbani, sia per la presenza di grandi impianti elettrici industriali di vario tipo, sia per le deformazioni di campo cui la propagazione di un'onda va inevitabilmente soggetta in seguito alla presenza di palazzi costruiti in cemento armato, di costruzioni in ferro di vario genere e così via.

In generale, un edificio urbano è avvolto da un campo disturbante molto intenso ai piani inferiori, che va via via attenuandosi verso l'alto (fig. 1) fino a scomparire del tutto ad una certa altezza dal palazzo, aggirantesi all'incirca sui 15 metri. Pertanto uno dei primi provvedimenti che l'ascoltatore deve adottare è quello di munire il suo apparecchio di un'ottima antenna esterna collocata al di fuori della « nube » dei disturbi e perciò molto alta, sul tetto dell'edificio: al riguardo è opportuno però ricordare che disposizioni legislative ordinano di non superare gli otto metri. Questa altezza relativamente considerevole si può raggiungere con facilità mediante antenne metalliche a stilo molto snelle e leggere; però agli effetti della riduzione del disturbo non è condizione indispensabile che l'antenna sia verticale. L'essenziale è che essa sia collocata quanto più in alto è possibile, sia bene isolata e sia orientata per esempio ortogonalmente con eventuali linee elettriche, telegrafiche o telefoniche transitanti nei pressi (fig. 2).

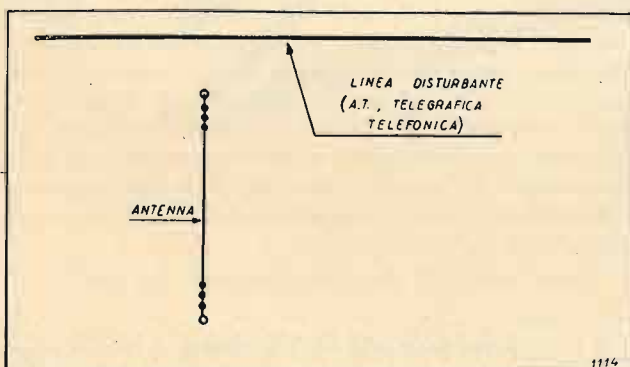



FIG. 2. - Orientazione di un aereo rispetto ad una linea disturbante.

Molta cura deve essere dedicata alla cosidetta discesa dell'aereo, cioè al filo che collega l'antenna ricevente all'apparecchio radio. È opportuno che essa non abbia una lunghezza superiore ai 25 metri; ove non sia schermata deve essere inoltre tenuta lontana da condotte metalliche e dalle pareti dell'edificio (fig. 3 e 4).

Tali accorgimenti non sono necessari se la discesa viene eseguita con adeguato conduttore schermato (fig. 5), cioè con filo rivestito da calza metallica che impedisce al campo a R.F. presente lungo il percorso della discesa ed in particolare nella zona più bassa ove i disturbi sono, come si disse, più intensi, di arrivare al conduttore. Naturalmente lo schermo della calza metallica deve essere ben connesso a terra; generalmente viene usato un terminale d'antenna formato da un innesto coassiale che assicura sia il collegamento dell'antenna con il circuito oscillatorio di ingresso del ricevitore (conduttore interno) sia della calza schermante con la massa del ricevitore senza lasciare scoperta alcuna parte del conduttore d'antenna.

FIG. 3. - Errata installazione di un aereo.

Se tali provvedimenti vengono adottati è necessario che da parte sua anche il ricevitore sia perfettamente schermato, vale a dire completamente racchiuso in una scatola metallica di conveniente spessore, tale che, in armonia con le norme del C.E.I., il ricevitore risulti praticamente sordo se posto, privo di antenna, in campo avente intensità non superiore a 10 mV/m.

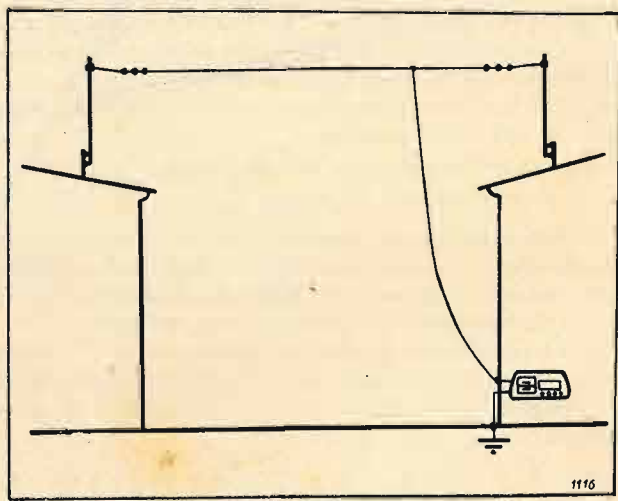



FIG. 4. - Mediocre installazione di un aereo.

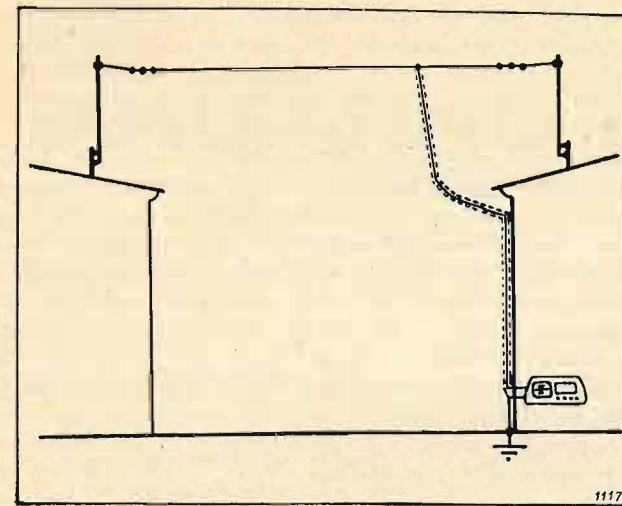



FIG. 5. - Corretta installazione di un aereo.

Anche alla presa di terra vanno rivolte cure particolari il suo percorso deve essere il più breve possibile e ove esso sia molto lungo è preferibile adoperare, anche per il collegamento di terra, filo schermato la cui calza deve essere messa a terra solo in un punto e precisamente nell'estremo opposto a quello prossimo al ricevitore (fig. 6).

Purtroppo la sistemazione di una buona antenna schermata e di una buona presa di terra risultano assai costose e perciò la loro istallazione è poco frequente.

Altro provvedimento protettivo da parte dell'ascoltatore è quello di schermare tutte le linee elettriche sistemate nell'abitazione. Questa misura agisce favorevolmente alla attenuazione dei disturbi; essa peraltro è già da per sè realizzata abbastanza di frequente poichè in quasi tutti i locali di abitazione moderna si fa uso di impianti elettrici incassati. In tal caso un po' di cura nell'esecuzione dell'impianto elettrico (assicurarsi che il tubo che riveste il conduttore sia metallico e ne siano assicurate la buona continuità elettrica e la messa a terra) può migliorare molto l'efficacia di tale schermatura.

Inoltre sarà opportuno adoperare un adeguato filtro passa-basso immediatamente all'uscita del contatore luce se il ricevitore è collegato sulla rete luce, oppure su quello della rete forza se il ricevitore è allacciato su questa.

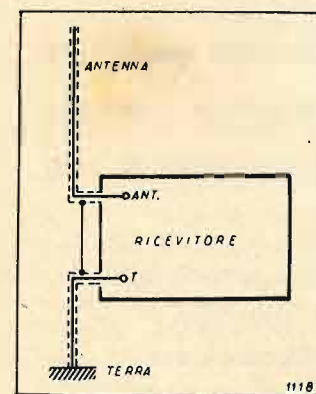



FIG. 6. - Corretto collegamento di terra per percorsi lunghi del conduttore di terra.

In proposito vogliamo ricordare che agli effetti della riduzione dei disturbi è preferibile che il ricevitore sia collegato sulla rete luce e non sulla forza. Invero occorre ricordare che il sistema dei filtri passa-basso dà spesso risultati alquanto scadenti. Ciò dipende sia dal fatto che i dispositivi finora messi in commercio a tale scopo non sono sempre di costruzione adeguata, sia dal modo di propagarsi della radiazione disturbante. Infatti, questa presenta due componenti; una irradiata e una convogliata. È vero che questa ha generalmente importanza maggiore della prima; ma anche ammesso che tale componente potesse essere completamente eliminata, la qual cosa è ben difficile da ottenersi, resterebbe sempre la prima per cui il risultato dell'applicazione del filtro appare limitato.

I filtri in questione sono formati come in figura 7. Particolare cura dev'esser posta alla costruzione delle bobine che innanzi tutto vanno eseguite con filo di sezione tale da consentire il passaggio della corrente richiesta dall'utente senza scaldarsi eccessivamente; inoltre l'avvolgimento deve essere eseguito opportunamente affinchè la capacità propria della bobina risulti minima e trascurabile di fronte a quella dei condensatori derivati.

Passiamo ora ad occuparci dei dispositivi di silenziamento applicati direttamente sulla sorgente del disturbo. Con una loro corretta sistemazione si ottengono effettivamente risultati molto brillanti. Tali risultati però non sempre possono raggiungersi, poichè, come si è detto, l'applicazione dei dispositivi va fatta direttamente sul perturbatore e non sempre è dato di conoscere l'ubicazione di questo e di poter applicare su di esso il dispositivo silenziatore.

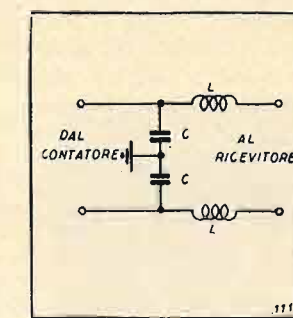



FIG. 7. Schema di un filtro di rete. $L = 200 \div 600\ \mu H$: $C = 0{,}001 \div 0{,}005 \mu F$.

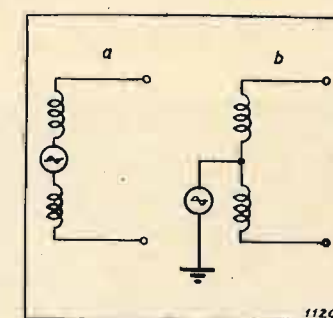
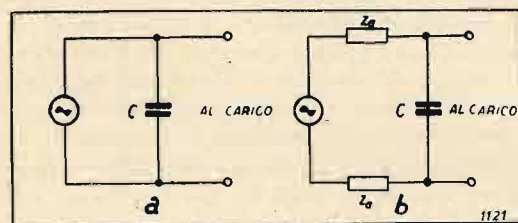



FIG. 8*a* - F.e.m. di disturbo agente fra i due fili di linea.
FIG. 8*b* - F.e.m. di disturbo agente fra la terra e i due fili di linea.

Per capire il funzionamento dei silenziatori si consideri innanzi tutto il modo di agire delle tensioni perturbatrici. Un apparecchio disturbatore collegato a due fili di linea si può considerare equivalente a due sorgenti di f.e.m. alternative disposte rispettivamente fra l'uno e l'altro filo e fra l'insieme dei due fili e la carcassa dell'apparecchio (fig. 8*a* e 8*b*). Mentre la prima interessa uno spazio limitato e può essere facilmente eliminata, la seconda invece ha un raggio più vasto ed è perciò più difficilmente eliminabile. Infatti sui due fili di linea fra cui è collegato l'ipotetico generatore di disturbi è inserito il carico esterno (nel nostro caso il ricevitore) che può essere rappresentato con una impedenza di valore Z. In condizioni normali tutta la radio-

frequenza disturbatrice prodotta passa attraverso al carico esterno utilizzatore Z. Perchè ciò non si verifichi occorre cortocircuitare la R. F. perturbatrice, la qual cosa si ottiene agevolmente inserendo fra i due fili una capacità di valore opportuno (fig. 9*a*). Occorre che la reattanza di questa capacità abbia un valore minimo rispetto a quella del generatore e del circuito utilizzatore in modo che la corrente normalmente scorrente nei due rami in ragione inversa delle loro resistenze abbia un valore massimo nel ramo capacitivo e minimo nell'altro. In tal modo il ramo Z risulta protetto e l'apparecchio silenziato. Talune volte la resistenza interna R_i del generatore risulta molto bassa per cui anche con condensatori di elevata capacità non si raggiunge lo scopo. In tal caso si ricorre all'artificio di aumentare il valore di R_i inserendo sui due rami due resistenze addizionali R_a o due impedenze al di là delle quali, e non prima, bisogna derivare il condensatore di c.c. Questa disposizione, che non è infrequente in pratica, è rappresentata nella figura 9*b*.

Per quanto riguarda la f.e.m. di disturbo inserita fra la terra e i fili di linea, bisogna distinguere se la carcassa dell'apparecchio disturbatore è collegata a terra oppure se ne è isolata. In questo secondo caso, data la piccola capacità carcassa-terra, una considerevole parte della tensione perturbatrice si localizza ai capi di questa reattanza capacitiva; quando invece la carcassa è messa a terra, tutta quanta la tensione asimmetrica si localizza tra questa e i fili di linea; resta così spiegato come, a parità di altre condizioni, un perturbatore a carcassa isolata è meno nocivo di un perturbatore con carcassa collegata alla terra (es. gruppi motore-pompa per sollevamento d'acqua). Gli accorgimenti tecnici per la diminuzione della tensione disturbante sono in questo caso più complessi e non è possibile dare delle indicazioni precise. In linea di massima essi consistono sempre nell'applicazione di condensatori di fuga e di bobine di arresto a R. F. opportunamente studiati e sistemati variamente caso per caso a seconda delle esigenze che si presentano in pratica. Queste infatti sono diverse e numerose: insegne luminose, ascensori, campanelli elettrici, interruttori, motori monofasi e trifasi, gruppi generatori c.c. e c.a., gruppi convertitori, raddrizzatori a vapori di mercurio, raddrizzatori meccanici per scopi medicali, impianti di raggi X, linee ad alta tensione, di trasporto o per ferrovie, linee tranviarie, apparati telegrafici di vario tipo, relé o selettori telefonici ecc.

Il voler considerare singolarmente caso per caso il corretto modo di silenziare ognuna di queste fonti di disturbo porterebbe molto al di là del compito proposto. In linea del tutto generica, si tenga presente che è di solito consigliabile tentare in primo luogo l'inserzione di soli condensatori, ricorrendo in un secondo tempo all'uso di resistenze e di induttanze nei casi più difficili da risolvere. Certo la correzione di un perturbatore, contrariamente a quanto creduto comunemente da taluni profani, costituisce una arte e non è possibile indicare regole precise.

Intuito, abilità tecnica, conoscenza della materia, occorre che si accoppino e si compendino a vicenda nella soluzione dei casi sempre nuovi che si presentano apparentemente difficili, ma che in fondo finiscono quasi tutti col consentire brillanti soluzioni. Non sarà inutile ricordare all'attenzione dei lettori che in Italia esistono disposizioni legali ben precise che valgono a proteggere i diritti del radioascoltatore nei confronti dei proprietari di impianti elettrici disturbatori.

Si deve tuttavia riconoscere che la legge è incompleta, perchè non prevede sanzioni a carico di quelle persone che si oppongono all'applicazione di dispositivi silenziatori ai loro apparecchi perturbanti; inoltre molte difficoltà si presentano per motivi burocratici inerenti allo svolgimento della pratica. Un elemento che nuoce moltissimo in questo campo è senza dubbio la diffidenza dei proprietari degli apparecchi disturbanti, ispirata sia dalla tema che l'applicazione di dispositivi silenziatori possa pregiudicare il corretto funzionamento degli apparecchi elettrici, sia dall'incredulità circa i risultati conseguibili. Un deciso miglioramento della situazione potrà pertanto conseguirsi soltanto con una intelligente propaganda, che convinca la maggior parte delle persone dell'utilità dei provvedimenti di silenziamento, e con disposizioni legislative che permettano di agire d'autorità contro chi si ostina a rifiutare l'applicazione di tali provvedimenti.

FIG. 9. - Esempio di silenziamento di un apparecchio disturbante con soli condensatori (*a*) e con impedenze e condensatori (*b*).

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

BOLLETTINO D'INFORMAZIONI

DEL SERVIZIO CLIENTI

ANNO II - N. 14
Agosto 1948

1. - Zoccolo octal GT.

Tra gli zoccoli GT Fivre e quelli americani c'è una differenza di diametro che varia da 1 a 1,4 millimetri.

Per espresso desiderio dei costruttori che si sono trovati a usare talvolta promiscuamente valvole italiane e americane, la Fivre ha deciso di unificare la dimensione dei suoi zoccoli con quella degli zoccoli americani.

Teniamo perciò ad avvertire che da oggi si troveranno sul mercato valvole GT con zoccolo del diametro di 31 e 32 mm, ma che gradualmente tutta la produzione verrà unificata sulla dimensione di 32 mm. Ciò non porta in generale inconvenienti, perchè la maggior parte degli schermi si adatta ugualmente bene sui due zoccoli; in qualche caso però sarà bene tener presente la differenza di diametro dei due tipi.

Quanto sopra riguarda specialmente i riparatori per la sostituzione, perchè la Fivre ha preso accordi diretti con i costruttori di apparecchi. Comunque il nostro Servizio Clienti è a disposizione di chiunque possa incontrare difficoltà.

2. - Tecnologia dei tubi elettronici.

(*Continuazione: vedi Bollettino* N. 10, *marzo* 1948).

FILAMENTI.

I catodi di cui abbiamo parlato in precedenza sono chiamati catodi a riscaldamento indiretto, in quanto vengono portati indirettamente alla temperatura necessaria a sviluppare una emissione elettronica, da parte dello strato di ossidi, mediante il calore prodotto dal passaggio di corrente elettrica in un filamento di tungsteno puro, infilato dentro il tubicino di nichel del catodo (su cui è depositata la miscela emittente) e da questo isolato elettricamente.

Altri tipi di catodo, noti col nome di catodi a riscaldamento diretto, sono costituiti da una piattina o da un filo di nichel o tungsteno, su cui è depositata la miscela emittente, percorsi direttamente dalla corrente riscaldante. Questo tipo di catodo è particolarmente usato nelle valvole raddrizzatrici e nelle valvole previste per alimentazione con batterie o accumulatori.

Sia i filamenti riscaldatori dei catodi a riscaldamento indiretto, che questi catodi a riscaldamento diretto, prendono anche il nome generico di filamenti.

Diverse sono le forme e soprattutto diversi sono i rivestimenti di questi due tipi di filamenti. Evidentemente per i filamenti emittenti, o catodi a riscaldamento diretto, il rivestimento è analogo a quello usato nei catodi a riscaldamento indiretto, ossia è una miscela di ossidi di metalli alcalino-terrosi. La forma dei filamenti emittenti è per lo più quella di un V o di un W (fig. 3D).

Per i filamenti riscaldatori, il rivestimento non ha invece altra funzione che quella di poter isolare detto filamento dal tubicino del catodo, ed è costituito da uno strato di allumina ceramificata, ottimo isolante, ottimamente resistente alle elevate temperature presenti in vicinanza del filamento. La forma del filamento riscaldatore varia a seconda dei dati di sviluppo del filo e del catodo in cui esso deve essere introdotto. Abbiamo così i filamenti riscaldatori a zig-zag, filamenti spiralizzati e filamenti a doppia elica (fig. 3A, B, C).

Apposite macchine provvedono all'avvolgimento delle

FIG. 1. - Macchine per la spiralizzazione.

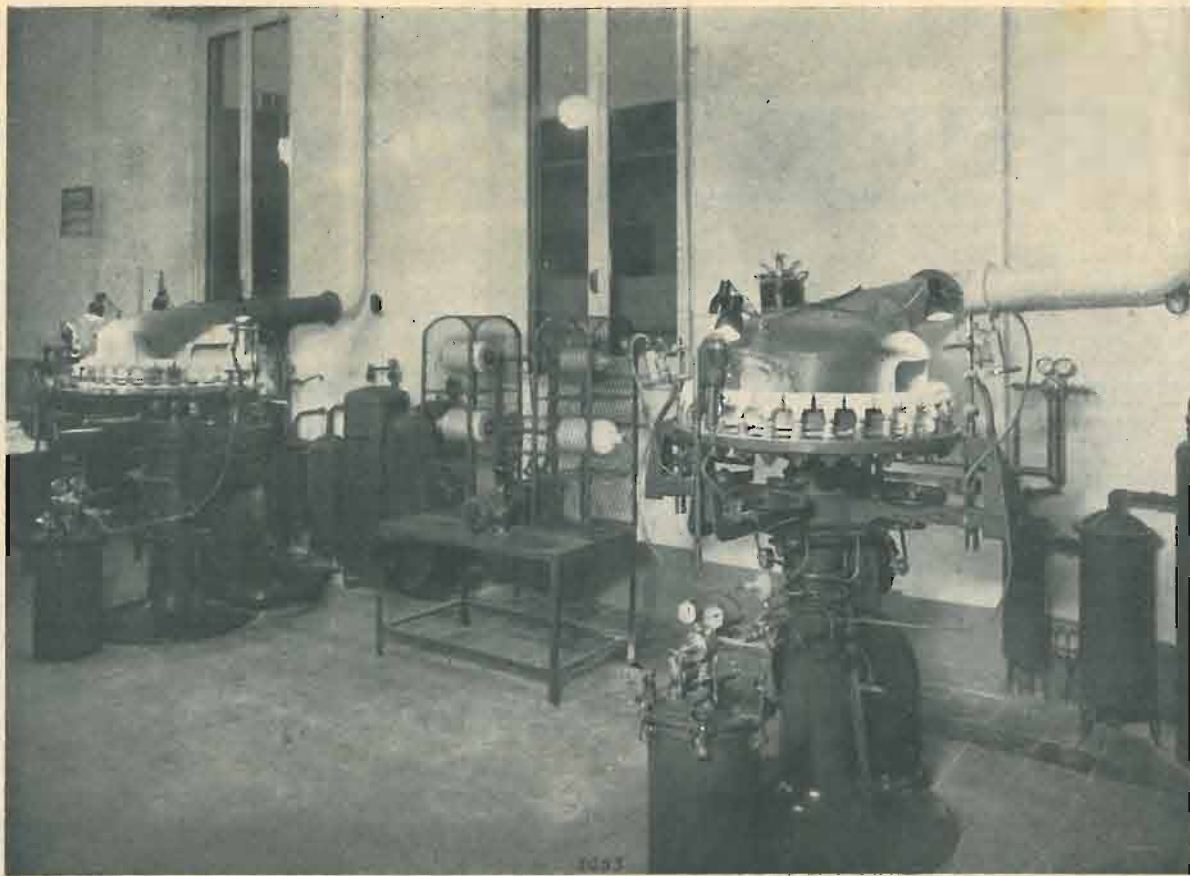



FIG. 2. - Macchine spruzzatrici per filamenti.

spirali di filo di tungsteno su un filo che funge da mandrino e che poi viene distrutto chimicamente; altri congegni, accogliendo il filo di tungsteno già tagliato nelle dimensioni volute, lo restituiscono piegato a doppia elica, pronto per essere rivestito dello strato isolante (fig. 1).

Il rivestimento dei filamenti emittenti e dei filamenti riscaldatori del tipo che poi viene piegato a zig-zag, viene operato con un processo continuo, su macchine in cui il

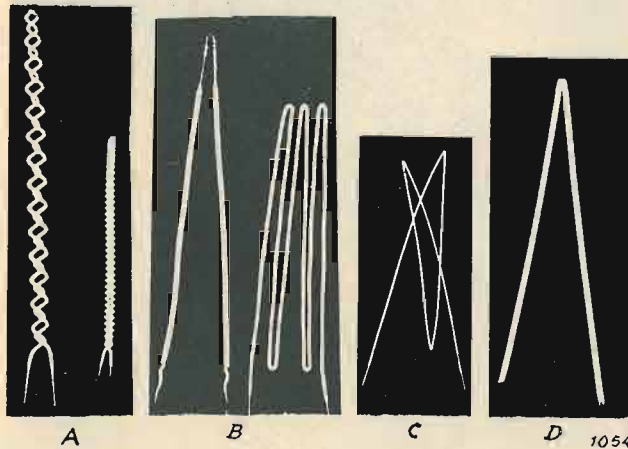



FIG. 3. - Alcuni tipi di filamenti. *A*) Filamenti a doppia elica; *B*) filamenti spiralizzati piegati; *C*) filamento non spiralizzato piegato; *D*) piattina per raddrizzatrici.

filo passa alternativamente in coppe contenenti sospensione di allumina, ed in forni che la ceramificano per il caso di filamenti riscaldatori, oppure in coppe contenenti sospensioni di carbonati ed in forni essiccatori nel caso di filamenti emittenti.

I filamenti riscaldatori spiralizzati o a doppia elica, vengono invece rivestiti per spruzzatura con pistola pneumatica di una sospensione di allumina (fig. 2). La spruzzatura viene eseguita mantenendo il filamento in posizione verticale, sostenuto da una pinza che lo serra inferiormente. Pertanto se il filamento è per se stesso sufficientemente rigido, il mandrino è costituito da un filo di ferro, che viene eliminato chimicamente prima della spruzzatura. Se il filamento privato del mandrino risulta invece troppo flessibile, il mandrino, costituito da filo di molibdeno, viene eliminato chimicamente solo dopo che il filamento è stato spruzzato e ceramificato. In quest'ultimo caso è necessario ricorrere al molibdeno, più costoso del ferro, perchè un mandrino di ferro non resisterebbe alle elevate temperature di ceramificazione, la quale avviene in forno ad idrogeno a 1800°C circa.

3. - Valvola 6AQ5.

È un tetrodo a fascio simile alla 6V6G o GT. Essa è stata progettata per essere impiegata come finale di media potenza.

Le dimensioni di ingombro sono rappresentate nella figura 4 e i collegamenti ai piedini nella figura 5.

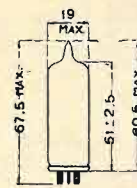



FIG. 4. - Dimensioni ingombro valvola 6AQ5.

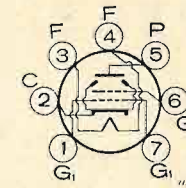



FIG. 5. - Collegamento ai piedini valvola 6AQ5.

Caratteristiche e dati di funzionamento.

ACCENSIONE:

Tensione di accensione	6,3	V
Corrente di accensione	0,45	A

CAPACITA' INTERELETTRODICHE (senza schermo esterno):

griglia (g_1) - anodo	0,35	pF
ingresso	7,6	pF
uscita	6	pF

LIMITI MASSIMI DI FUNZIONAMENTO.

Massima tensione anodica	250	V
Massima tensione di schermo (g_2)	250	V
Massima tensione di alimentazione di schermo	250	V
Massima dissipazione anodica	12	W
Massima dissipazione di schermo	2	W
Massima tensione continua tra filamento e catodo	90	V

CONDIZIONI NORMALI DI IMPIEGO (come amplificatore in classe A).

Tensione anodica	180	250	V
Tensione di schermo	180	250	V

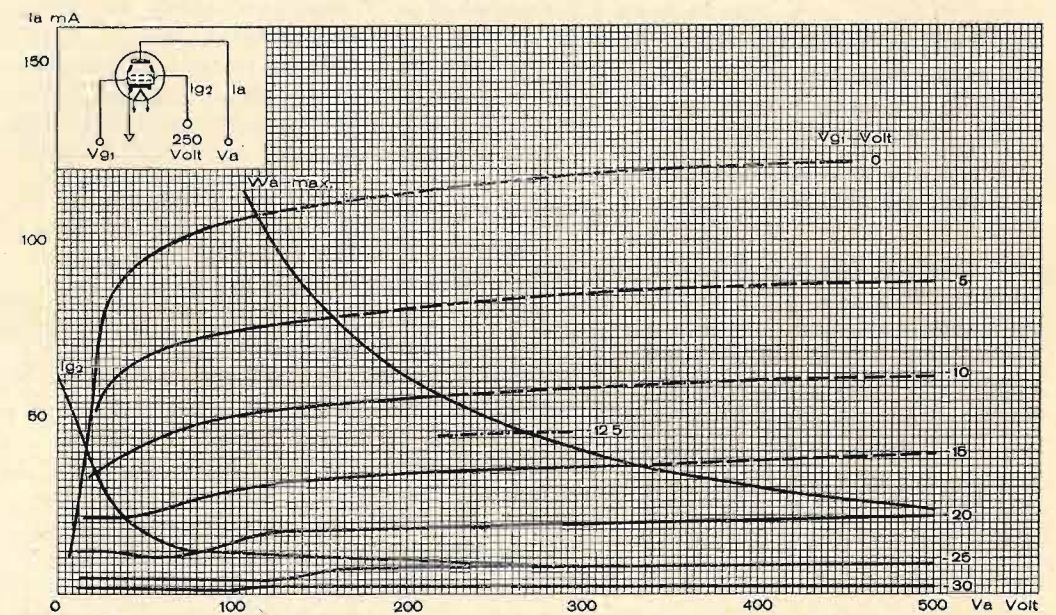



FIG. 6. - Caratteristiche anodiche valvola 6AQ5.

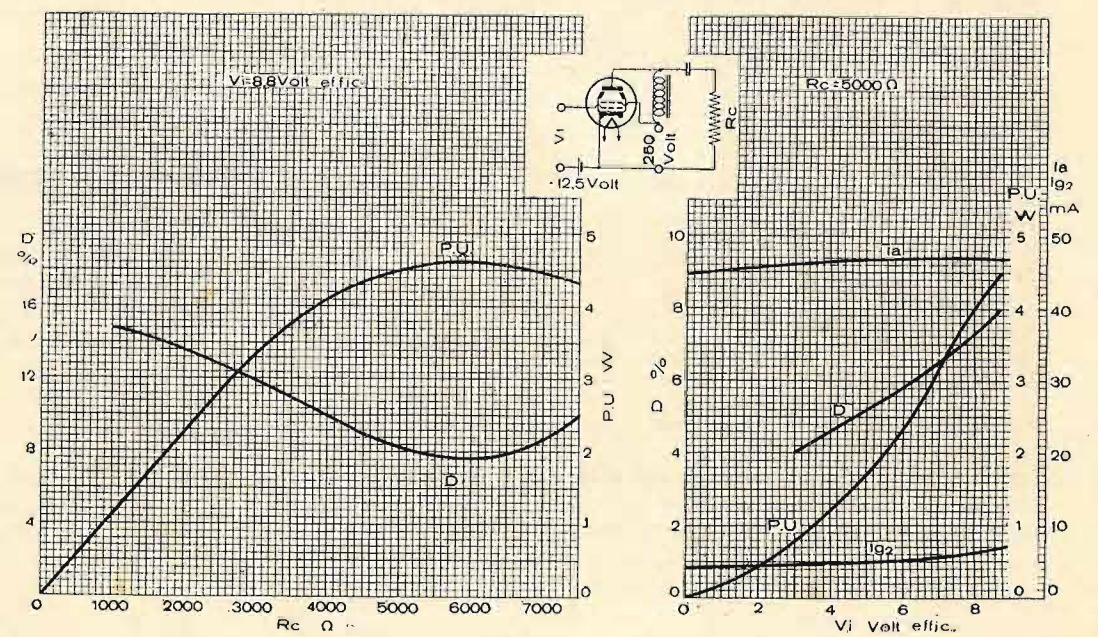



FIG. 7. - Caratteristiche di funzionamento della valvola 6AQ5.

Tensione di griglia	—8,5	—12,5	V
Resistenza anodica	58 000	52 000	
Transconduttanza	3 700	4 100	μA/V
Corrente anodica senza segnale	29	45	mA
Corrente di schermo senza segnale	3	4,5	mA
Resistenza di carico	5 500	5 000	Ω
Distorsione totale	8	8	%
Potenza di uscita	2	4,5	W

Si raccomanda, possibilmente, il collegamento diretto tra catodo e filamento.

4. - Notizie della General Electric Co.

In relazione a quanto si è detto nel Bollettino N° 13, paragrafo 5, sui pericoli derivanti da possibilità di messa in tensione accidentale di parti accessibili per errata inserzione di valvole, si mostrano nella figura 8 le connessioni ai piedini delle valvole 35C5 e 50C5, costruite per evitare quei pericoli, mentre le connessioni delle 35B5 e 50B5, essendo uguali a quelle della 6AQ5, possono essere rilevate dalla figura 5 di questo stesso Bollettino.

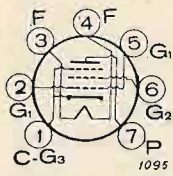



FIG. 8. - Connessioni ai piedini valvole 35C5 e 50C5.

A titolo illustrativo degli stessi pericoli si esamini la figura 9: Essa mostra l'alimentazione di potenza e la parte amplificazione A.F. di un tipico circuito di un ricevitore a c.c. o c.a. che impiega nello stadio A.F. una 12BA6. Allo scopo di meglio seguire quanto si sta per esporre nelle figure 9, 10 e 11 i collegamenti ai piedini delle valvole sono indicate con numeri.

Con il circuito di alimentazione mostrato, usato quasi universalmente nei ricevitori a c.c. o c.a., il negativo comune è sempre collegato ad una estremità della linea. La figura 9 rappresenta la situazione che si crea quando la spina è inserita nella presa in quella posizione che produce la più

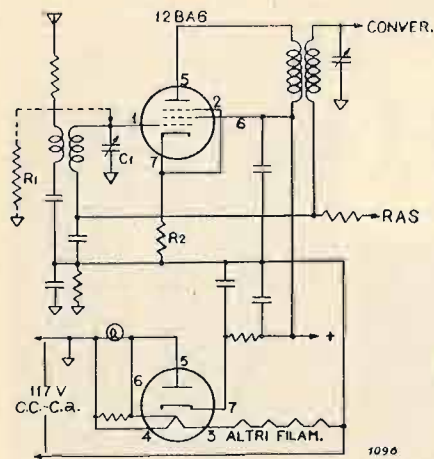



FIG. 9. - Stadio A.F. impiegante una valvola 12BA6 e alimentatore di un apparecchio a c.c. o c.a.

sfavorevole condizione, quella in cui il ritorno comune è collegato al lato non a massa della linea di alimentazione. Con la presa in questa posizione il circuito di figura 10 mostra che se una 35B5 o 50B5 è messa erroneamente al posto della 12BA6 nello stadio A.F., lo statore del conden-

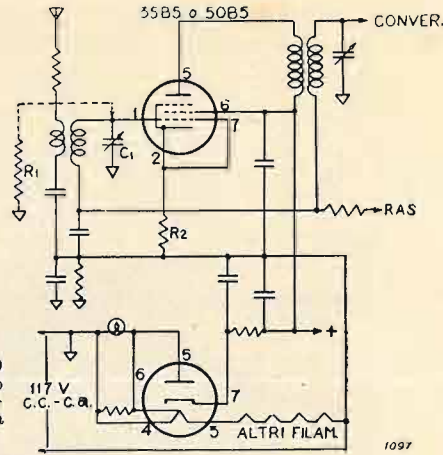



FIG. 10. - Come fig. 9 però con una 35B5 o 50B5 erroneamente inserita al posto della 12BA6.

satore di accordo (C_1) risulta connesso con la parte non a massa (parte viva) della rete a c.c. o c.a. attraverso la connessione interna dei piedini 1 e 7 della 35B5 o 50B5 e la resistenza catodica (R_2) di 68 ohm (la quale in alcuni schemi è omessa). In questo caso la corrente attraverso il resistore di 1500 ohm (R_1) mostrato collegato fra lo statore del condensatore di accordo e la massa, sarebbe molto superiore al massimo consentito.

Questo inconveniente può essere eliminato inserendo

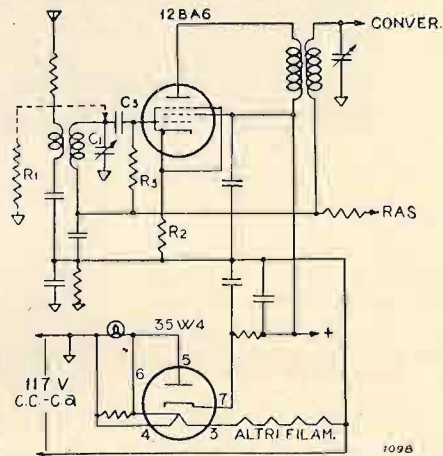



FIG. 11. - Come fig. 9 con il gruppo R_3 C_3 per evitare inconvenienti causati dalla errata inserzione di valvola.

nel circuito di griglia del segnale A.F. il gruppo resistenza e capacità R_3, C_3 mostrato in figura 11 oppure usando una delle nuove valvole (35C5 o 50C5).

5. - Informazione Tecnica n. 12.

Informiamo i nostri lettori che è uscita l'« Informazione Tecnica » n. 12. La pubblicazione tratta i seguenti argomenti: Tensione di ronzio indotta nella 6SQ7GT. - Note sull'impiego della 6SK7GT. - Dati della 50L6GT. Gli interessati possono farne richiesta all'Ufficio Pubblicazioni Tecniche della FIVRE.

6. - Errata corrige.

Nel Bollettino n. 12 paragrafo 3 nello specchio, immediatamente sotto a « valvole da sostituire », la scritta 6Q7G o GT va letta 6EA7G o GT.

Ufficio Pubblicazioni Tecniche
FIVRE - PAVIA

LA NUOVA RIPARTIZIONE DELLE FREQUENZE PER LA RADIODIFFUSIONE SU ONDE MEDIE

Il 1° settembre scorso è stata stipulata a Copenaghen una convenzione internazionale che approva un nuovo piano di distribuzione delle frequenze destinate alla radiodiffusione.

La conclusione di un accordo sulla questione è apparsa assai più difficile di quanto non lo fosse stata nelle conferenze precedenti, sia a causa dell'aumentata sproporzione fra le richieste dei vari stati e le possibilità di soddisfarle, sia a causa della situazione politica attuale, che rende difficoltosa la stipulazione di qualsiasi accordo internazionale.

L'entrata in vigore del nuovo piano è stata fissata per il 15 marzo 1950 allo scopo di dar tempo per la modificazione degli impianti. Il limite superiore delle frequenze interessanti le radiodiffusioni nella gamma delle onde medie, è stato portato da 1500 a 1605 kHz, ottenendosi così un maggior numero di canali a disposizione. Mentre pertanto la compilazione dei piani precedenti riguardava i costruttori di apparecchi radio soltanto in relazione alla graduazione delle scale parlanti, l'entrata in vigore del piano di Copenaghen costringerà ad una trasformazione più sostanziale dei modelli di radioricevitori, per metterli in grado di ricevere le nuove frequenze incluse nella gamma della radiodiffusione su onde medie.

Nella tabella sono indicate le frequenze assegnate alla Italia dal nuovo piano, in confronto con quelle usate attualmente. Le onde esclusive concesse per stazioni di grande potenza sono soltanto quelle di Roma I e Milano I, mentre un'altra onda esclusiva ci è stata concessa per un gruppo di stazioni sincronizzate. Si spera d'altra parte che anche le altre onde consentano una ricezione locale soddisfacente.

TABELLA I. - ASSEGNAZIONE DELLE FREQUENZE ALLE STAZIONI ITALIANE DI RADIODIFFUSIONE.

Situazione attuale		Nuovo piano		
Freq. kHz	Stazione	Freq. kHz	Stazione	Max poten. kW
512	Zara			
»	Pilsen			
536	Bolzano			
»	Cagliari			
»	Wilno			
565	Palermo			
»	Dresda			
»	Athlone			
»	Postdam			
		566	Catania	15
		»	Palermo	
		»	Athlone	100
610	Firenze I			
»	Parigi RNF			
»	Berlino			
		656	Bolzano	
		»	Firenze I	225
		»	Napoli I	
		»	Torino I	
		»	Mourmansk	150
713	Roma I		x	
»	Urss			
770	Fiume			
»	Sofia			
814	Milano I			
		845*	Roma I	150
		899*	Milano I	180
986	Genova II			
»	Torino I			

Situazione attuale		Nuovo piano		
Freq. kHz	Stazione	Freq. kHz	Stazione	Max poten. kW
986	Bydgoszcz			
		1034	Torino II	10
		»	Tallin	100
		»	R. C. Portogh.	40
1059	Bari I			
		1061	Cagliari	10
		»	Danimarca Est	60
		»	Lisbona	15
1068	Bologna II			
»	Napoli II			
»	Nimes			
»	R. C. Portogh.			
»	Digione			
»	Vienna			
1104	Catania			
»	Firenze II			
»	Salisburgo			
		1115	Bari I	105
		»	Bologna I	
		»	San Remo	
		»	Gruppo Norveg.	5
1140	Trieste I			
»	Liegi			
1222	Venezia			
»	Hoogerand			
1258	Udine			
»	Roma II			
1303	Bologna I			
»	Halle			

Segue: TABELLA I. - ASSEGNAZIONE DELLE FREQUENZE ALLE STAZIONI ITALIANE DI RADIODIFFUSIONE.

Situazione attuale		Nuovo piano		
Freq. kHz	Stazione	Freq. kHz	Stazione	Max poten. kW
	Osiek	—		
1312	Napoli I			
»	Rel. Svedese			
»	Vienna II			
		1331*	Genova I	
		»	Messina	
		»	Pescara	175
		»	Roma II	
		»	Venezia I	
1348	Verona			
»	San Remo			
»	Bari II			
»	Jihlava			
»	Città d. Vaticano			
»	Montelimar			
»	Dublino			
»	Saarbrücken			
1357	Torino II			
»	Milano II			
»	Genova I			
		1367	Caltanisetta	25
		»	Torum	24
		»	Porto Regional	5
		»	Thorshawn	5

Situazione attuale		Nuovo piano		
Freq. kHz	Stazione	Freq. kHz	Stazione	Max poten. Wk
1429	Ancona			
»	Brema			
»	Vienna			
»	Parigi			
»	Spagnola			
		1448	Ancona	
		»	Firenze II	
		»	Genova II	
			Milano II	93
		»	Napoli II	
			Venezia II	
		»	Gruppo Portog.	5
		»	Gruppo Sved.	20
		1484	Freq. Com.	
1492	Venezia II			
»	Albacete			
»	Alicante			
»	Namur			
»	Svedese			
»	Hainant			
»	Spagnola			
		1578	Gruppo Bolzano	10
		»	Fredrikstad	10

* Onde esclusive.

SERVIZIO TECNICO

(*Dal Bollettino Philips N. 12 della Serie « Rimlock »*)

Ottodo per batteria DK 40.

Generalità.

Il tubo DK 40 è un ottodo previsto per l'alimentazione a batteria con una tensione di 1,4 volt e con una corrente di 50 mA. La tensione della batteria anodica può essere compresa fra 67,5 V e 135 V; la griglia schermo (5), e l'anodo oscillatore (griglia 2), devono essere sempre alimentati a 67,5 V. Ciò può ottenersi evidentemente connettendo questi due elettrodi a una presa intermedia sulla batteria, ma è anche possibile connetterli attraverso una resistenza di caduta alla tensione massima della batteria. Questa soluzione richiede l'uso di alcune resistenze e condensatori in più, ma presenta il vantaggio di non compromettere in modo apprezzabile il valore della pendenza di conversione, anche quando la tensione della batteria sia molto bassa. Se si applicano direttamente 67,5 V alle griglie 2 e 5, il tubo continua a funzionare anche quando la tensione suddetta è diminuita fino a 45 V, ma la pendenza di conversione diminuisce sensibilmente.

In regime normale, l'intensità della corrente anodica del tubo DK 40 è di circa 4 mA, e la pendenza di conversione è allora di 425 μA/V. Quando sia necessario ridurre al minimo l'intensità della corrente anodica, la tensione di griglia dell'oscillatore può essere portata a 45 V per mezzo di un resistore. L'intensità di corrente totale è allora di soli 2,7 mA e la pendenza di conversione conserva ancora un valore ragionevole (370 μA/V). Tuttavia questo funzionamento non è raccomandabile per la gamma delle onde corte.

In generale, gli elettrodi del tubo DK40 sono disposti allo stesso modo di quelli del tubo DK 21. Questa disposizione ha fornito eccellenti risultati pratici. Pertanto, tenuto conto della piccola intensità della corrente anodica, la pendenza di conversione ottenuta può ritenersi assai buona; l'effetto d'induzione e lo scorrimento di frequenza sono assai deboli e inoltre le proprietà oscillatrici sono eccellenti.

La disposizione elettrodica suddetta si può descrivere brevemente nel modo seguente: La seconda griglia è costituita da quattro asticine, mentre la terza ne comprende due. In assenza di fili di griglia positivi nella traiettoria degli elettroni verso la quarta griglia, questi si muovono in un fascio regolare senza subire dispersioni. Tutti gli elettroni arrivano perciò alla quarta griglia animati dalla stessa velocità. Perciò, con una certa tensione negativa di polarizzazione, tutti gli elettroni vengono trasmessi, mentre con una tensione negativa leggermente maggiore in valore assoluto, tutti gli elettroni tornano indietro. A rigore ciò significherebbe soltanto che la quarta griglia presenta una forte pendenza, ma poichè esiste una stretta relazione fra la pendenza della quarta griglia e la pendenza di conversione, si deduce che anche questa grandezza assume un valore elevato. Inoltre, data l'assenza di una griglia schermo fra il catodo e la quarta griglia, tutta la corrente anodica che non attraversa la quarta griglia, deve necessariamente dirigersi verso la seconda griglia. Tutta questa corrente è perciò utilizzata per l'oscillazione, e ciò spiega perchè le proprietà oscillatrici dei tubi costruiti secondo questo principio possono essere così favorevoli, malgrado la debole intensità della corrente totale.

In generale, i tubi attuati secondo il principio degli ottodi presentano un inconveniente: l'effetto di induzione è assai grande. Come effetto di induzione si intende il fenomeno seguente: l'accoppiamento capacitivo ed elettronico fra la parte oscillatrice e la quarta griglia induce ai capi del circuito di entrata collegato alla quarta griglia una tensione avente la stessa frequenza di quella dell'oscillatore. Questa tensione, detta di induzione, altera le condizioni di funzionamento del tubo, ciò che provoca in generale una diminuzione dell'amplificazione di conversione, ed in più influenza sfavorevolmente lo scorrimento di frequenza; infine, l'accoppiamento fra il circuito oscillatorio e l'antenna può provocare un irradiamento, che a sua volta può disturbare i radioricevitori vicini. È pertanto necessario evitare le conseguenze dell'effetto di induzione. Nel tubo DK 40 questa eliminazione è assicurata dalla terza griglia. Questa è collegata alla griglia oscillatrice (griglia 1), e si trova pertanto a tensione oscillatrice. Gli elettrodi del tubo sono dimensionati in maniera tale che la tensione dell'oscillatore che, per l'accoppiamento capacitivo fra la griglia 3 e la griglia 4, giunge alla griglia 4, sopprime in gran parte la tensione di induzione. Ciò annulla gli effetti nocivi dell'effetto di induzione, mentre l'influenza della terza griglia sul resto del funzionamento del tubo è

FIG. 1. - Relazione fra $I_{(g1+g3)}$ e la tensione dell'oscillatore.

praticamente nullo, poichè le due asticine che formano questa griglia si trovano all'ombra delle asticine di sostegno della griglia 1.

Un buon funzionamento della parte oscillatrice si otterrà osservando i seguenti punti:

1. Il circuito accordato deve essere inserito nel conduttore della prima griglia.
2. Se si usa una resistenza nel circuito dell'anodo oscillatore (griglia 2), è necessario porla in serie alla bobina di reazione, e non in parallelo.
3. La resistenza di fuga della griglia oscillatrice è inserita fra questa griglia e il filamento + (punto 1 del supporto del tubo).
4. La resistenza di fuga dell'oscillatore avrà un valore di 35 kΩ e la capacità del condensatore di griglia un valore di 50 pF. Questi valori assicurano un funzionamento conveniente della parte oscillatrice nelle gamme della radiodiffusione normale. Un aumento di questi valori provocherebbe il pericolo di sovraoscillazioni sulle onde più corte, mentre una diminuzione comprometterebbe inutilmente le proprietà oscillatrici.

Il tubo DK 40 è previsto anche per l'uso in apparecchi a batteria di lusso di grande potenza, e pertanto il tubo deve essere sufficientemente antimicrofonico. Ci si è pertanto sforzati di renderne minima la microfonicità, conseguendo risultati assai migliori di quelli ottenuti con i vecchi tubi convertitori per alimentazione a batteria. È pertanto possibile usare questo tubo senza alcun inconveniente anche in apparecchi di grande potenza.

È noto che una delle grandezze che interessano nello studio sperimentale di un tubo convertitore di frequenza è l'ampiezza della tensione oscillatrice. Essa può evidentemente misurarsi per mezzo di un voltmetro elettronico, ma è anche possibile valutarla indirettamente, misurando la corrente continua che attraversa la resistenza di fuga della griglia oscillatrice. Questo secondo metodo presenta il vantaggio di consentire l'uso di uno strumento di misura più semplice, e di non alterare minimamente il funzionamento dell'oscillatore.

Nei tubi convertitori previsti per l'alimentazione a batteria, il metodo descritto presenta tuttavia un inconveniente. Se infatti si regolano diversi tubi dello stesso tipo sulla stessa tensione oscillatrice, si constata che l'intensità della corrente di griglia può variare notevolmente. Questa differenza dipende dal fatto che il potenziale di contatto tra la griglia dell'oscillatore e il filamento può essere notevolmente diverso nei vari esemplari. Questa differenza non influenza direttamente il funzionamento generale del tubo, ma può influenzarlo indirettamente se la messa a punto del circuito viene fatta riferendosi alla corrente di griglia, come indicazione della tensione alternativa dell'oscillatore. È pertanto necessario in alcuni casi fare uso di un voltmetro elettronico, e per evitare gli inconvenienti ricordati, si può operare nel modo seguente:

a) di ogni tubo si rileva una curva di taratura indicante la corrente di griglia in funzione della tensione oscillatrice. In seguito si toglie il voltmetro elettronico e si determina la tensione dell'oscillatore per mezzo della corrente di griglia e della curva di taratura.

b) si applica per mezzo di un potenziometro di bassa resistenza una tensione di polarizzazione variabile fra la resistenza di fuga ed il filamento positivo. Si regola il potenziometro in modo che per un determinato valore della tensione dell'oscillatore la corrente continua di griglia assuma un valore determinato; questo valore si può leggere sulla curva corrispondente (si può assumere ad es. una corrente di 140 μA per una tensione di 8 V_{eff}). Dopo aver tolto il voltmetro elettronico si può allora determinare sulla curva la tensione alternativa dell'oscillatore in funzione della corrente continua di griglia.

Questo metodo consiste in sostanza nel compensare il potenziale di contatto fra la griglia 1 ed il filamento con una tensione di polarizzazione addizionale, tale che la tensione risultante fra la griglia 1 ed il filamento abbia un valore determinato. Per questo valore è stata tracciata la curva annessa $I_{(g1+g3)}$ in funzione della tensione dell'oscillatore (fig. 1).

(continua)

FIG. 2. - Connessioni ai piedini dell'ottodo DK 40.

RASSEGNA DELLA STAMPA RADIO-ELETTRONICA

Tubo multiplo per M. F. (Multi-element FM tube) « Radio Craft ». XIX, n. 11, 1948, p. 71, con 2 figure.

La limitazione d'ampiezza e la rivelazione dei segnali modulati in frequenza possono essere effettuate con un solo tubo ideato dal Dr. Robert Adler della Zenith Radio Corporation.

Il nuovo tubo, semplice dal punto di vista costruttivo, nonostante abbia uno schema inconsueto, può compiere ambedue le funzioni semplicemente con l'aiuto di un circuito accordato, privo di accoppiamenti critici a trasformatore.

La figura mostra schematicamente la struttura del tubo; in esso gli elettroni emessi da un catodo rettangolare sono concentrati in un ristretto fascio mediante un primo elettrodo focalizzatore connesso al catodo.

Successivamente il fascio elettronico passa attraverso la stretta apertura dell'elettrodo acceleratore inferiore, che è a potenziale positivo; subito dopo è disposta la prima griglia di comando, o « griglia limitatrice ». Questa, quando si trova ad un certo potenziale negativo minimo, respinge pochi elettroni permettendo a parecchi di essi di passare attraverso alle sue maglie, e di raggiungere la placca attraversando l'elettrodo acceleratore superiore e la seconda griglia di comando.

FIG. 1. - Struttura del nuovo tubo multiplo per ottenere la limitazione e la rivelazione dei segnali a M. F.

Allorchè il potenziale della griglia limitatrice diventa alquanto più negativo si ha la repulsione di una maggior quantità di elettroni. Ciò in un tubo ordinario si manifesta semplicemente con una proporzionata riduzione di corrente anodica. Qui, in più, si ha l'allargamento e quindi la diffusione e perfino l'inversione del fascio elettronico i cui elettroni vengono assorbiti dall'elettrodo acceleratore inferiore. Perciò la differenza del potenziale di griglia, richiesta, per produrre la massima variazione della corrente anodica, è molto piccola.

Di conseguenza con tale tubo appena il segnale d'entrata è superiore a circa 1 volt si ha all'uscita una corrente di forma rettangolare e di ampiezza costante avente la stessa frequenza della tensione d'entrata, di forma sinusoidale e di ampiezza variabile.

Dopo un secondo elettrodo acceleratore, connesso al precedente, vi è la seconda griglia di comando. Questa riceve il segnale da un circuito oscillatorio autoeccitato e sincronizzato sul segnale d'ingresso dagli stessi impulsi di corrente anodica. La tensione applicata a questa griglia ha quindi una frequenza pari a quella centrale del segnale modulato in frequenza applicato alla prima griglia. Tale tensione, in conseguenza del circuito scelto per l'autoeccitazione, risulta esattamente in quadratura sul segnale d'ingresso quando questo ha la frequenza centrale. In tale condizione solo una parte del flusso elettronico che ha attraversato la precedente parte del tubo può giungere sull'anodo (la parte restante è raccolta dal secondo elettrodo acceleratore).

Se ora, per effetto della modulazione in frequenza del segnale d'ingresso, lo sfasamento fra i due segnali di comando aumenta o diminuisce, l'intensità del flusso elettronico che arriva alla placca diminuisce o cresce corrispondentemente. Poichè la M.F. è ritmata sulla frequenza acustica, la corrente anodica media ha una componente di B.F. corrispondente alla modulazione del segnale ricevuto.

Il condensatore *C* filtra la R.F. del circuito anodico e la B.F. è ricavata ai capi della resistenza di carico *R*.

Tale nuovo tubo può effettuare — a detta del costruttore — il lavoro di 3 o 4 tubi separati usati in un ricevitore normale per M.F. (uno o due limitatori e due diodi discriminatori) e, grazie alla sua particolare costruzione, può permettere notevoli vantaggi economici.

(294) *U. F.*

NOTA DI REDAZIONE. - *Il tubo descritto funziona in maniera molto simile a quella relativa al rivelatore di Bradley già descritto su questa Rivista* (Vedi G. DILDA: *Orientamenti per i radioricevitori* « Elettronica », II, n. 3, marzo 1947, p. 90 e « Elettronica », III, n. 3, marzo 1948, p. 115).

W. C. WHITE, J. J. HICKEY: ***Il " naso " elettronico.*** (Electronics Simulates Sense of Smell) « Electronics ». Vol. XXI, n. 3, marzo 1948, p. 100, con 4 figure.

Uno degli ultimi sviluppi dell'industria elettronica è il « *naso* » *elettronico*. Esso simula il senso dell'olfatto in quanto è in grado di rivelare la presenza e la quantità di gas nell'aria. Questo dispositivo viene così ad aggiungersi a quelli dell'udito (microfono), della parola (altoparlante), della vista (cellula fotoelettrica), e del tatto (attuato da speciali captatori).

Il dispositivo, studiato nei laboratori della General Electric, si basa sul fatto che una corrente di ioni viene aumentata dalla presenza di vapori della famiglia degli alogeni. Sono inclusi in questa famiglia i composti dello iodio, bromo, fluoro e cloro. Il *naso elettronico* è specialmente sensibile ai composti del cloro quali il tetracloruro di carbonio, il cloroformio ed il diclorodifluorometano. Alla temperatura ambiente il *naso elettronico* non è sensibile al Piranol (fenolo cloridrato) ma a 60° i vapori di questo

composto eccitano il dispositivo che indica la presenza di gas.

La figura 1 indica la struttura del *naso elettronico*. Un filo di platino portato all'incandescenza riscalda il cilindro interno del dispositivo o « catodo ». Una tensione connessa col negativo verso una placca cilindrica che circonda il catodo, stabilisce, attraverso l'intercapedine d'aria che separa il catodo dalla placca, una corrente ionica che viene indicata da un opportuno microamperometro inserito nel circuito esterno.

Quando è presente un gas, ad esempio uno di quelli sopra menzionati, la corrente ionica aumenta e lo strumento indica la presenza e la concentrazione relativa di gas nell'aria.

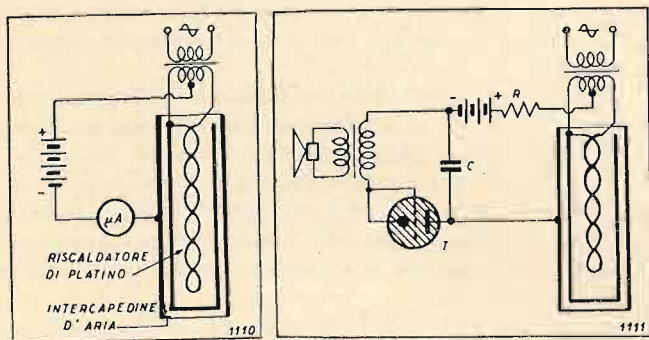



Fig. 1. - Circuito elettrico del dispositivo di captazione. Nel cilindro interno vi è il filo di platino riscaldatore.

Fig. 2. - Circuito elettrico del dispositivo per la rivelazione acustica di gas nell'aria mediante un circuito a rilasciamento con tubo a scarica nel gas.

Il dispositivo dopo qualche tempo presenta tracce di corrosione ed è allo studio negli stessi laboratori un sistema che offra maggiori garanzie di durata.

La figura 2 illustra una seconda attuazione pratica per poter scoprire e sentire la presenza di gas. Il *naso elettronico* è connesso ad un circuito a rilasciamento composto dal trasformatore d'altoparlante, dal tubo a scarica nel gas e da un opportuno condensatore. In questo circuito si stabiliscono oscillazioni di rilasciamento quando per effetto di un gas si stabilisce una corrente ionica. La loro frequenza aumenta con l'aumentare del gas tra le pareti dei due cilindri. Nell'altoparlante ad ogni scarica repentina si sentirà un colpetto. Dal numero di questi colpi si potrà desumere all'incirca la quantità di gas presente.

R. Z.

W. C. Hollis: *Ricevitore per onde decimetriche.*

(Receiver for the Citizen Radio Service) « Electronics ». XXI, 3, marzo 1948, p. 80, con 6 figure.

Un ricevitore di discreta sensibilità, funzionante nella gamma dei 60÷70 cm. deve avere una tensione di rumore alquanto ridotta. Per ottenere quindi un circuito di buone caratteristiche si sono fatti i seguenti presupposti:

1) guadagno del preamplificatore a R. F. 10 dB;
2) reiezione del segnale generato localmente;
3) coefficiente di rumore 10 dB;
4) carico anodico del convertitore 10 kΩ;
5) larghezza di banda a F. I. di 250 KHz per ricevere un canale a M. F. di 200 kHz, secondo le norme della F.C.C.

Considerando una larghezza di banda di 10MHz in tali condizioni la potenza di rumore è di $1{,}025 \cdot 10^{-15}$ W. La tensione di rumore ai capi della resistenza di carico del tubo convertitore risulta di 32 μV.

Questa tensione di rumore può venire amplificata sino ad 1 volt perciò la massima amplificazione utile è di circa 31 000 volte. Nella F.I. di 15 MHz occorrono quindi tre stadi di media frequenza impieganti il tubo 6AU6 con il quale si può ottenere l'amplificazione di circa 32 volte per stadio.

Il ricevitore usa, per lo stadio preamplificatore e per il convertitore, due triodi per O.U.C. 6J4 connessi con griglia a massa (fig. 1). Il circuito d'ingresso, connesso al catodo, è sintonizzato per mezzo di una corta linea, L_1. In questo circuito non è necessario variare la sintonia d'ingresso in quanto il circuito ha una curva di risonanza piuttosto

(*continua a pag.* 303)

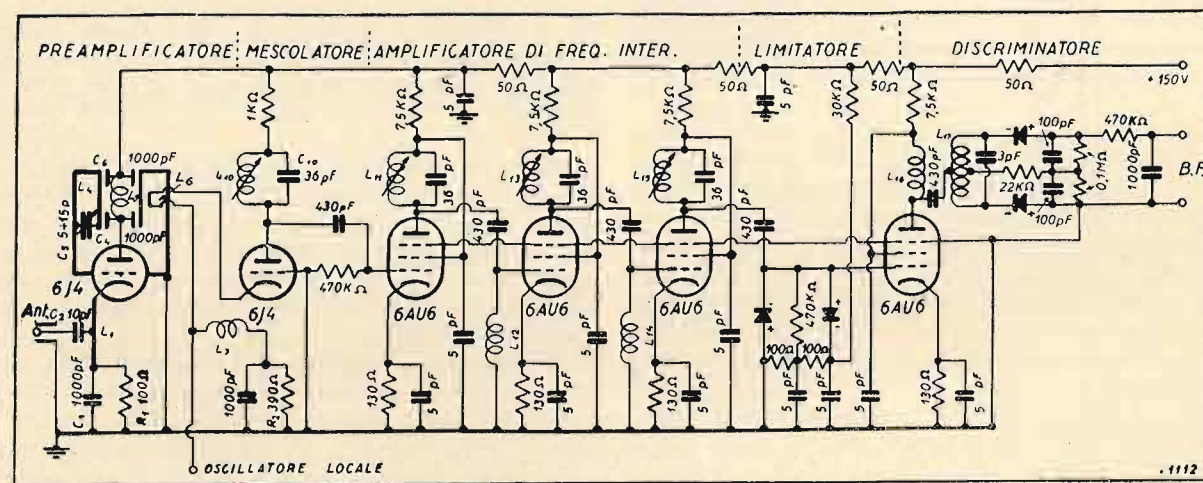



Fig. 1. - Schema di ricevitore per onde decimetriche.

Induttanze:
$L_{2\text{-}3\text{-}8\text{-}9}$ = (induttanze d'arresto per i filamenti dei tubi 6J4 non indicate nello schema) 12 spire filo di rame smaltato diam. 0,65 mm spire serrate su diam. 4 mm; $L_{1\text{-}4\text{-}6}$ = vedi testo; L_5 = come L_2; L_7 = 15 spire filo di rame smaltato diam. 0,65 mm spire serrate su diam. 6,35 mm; $L_{10\text{-}11\text{-}13\text{-}15}$ = 16 spire rame smaltato diam. 0,25 mm spire serrate; $L_{12\text{-}14}$ = 100 spire rame smaltato diam 0,16 mm su diam. 6,35 mm; L_{16} = 24 spire rame smaltato diam. 0,65 spire serrate; L_{17} = (avvolgimento bifilare) ogni sezione 10 spire diam. 0,40 spaziatura doppia.

PUBBLICAZIONI RICEVUTE

PRESENTAZIONI

A. Pascucci: *Enciclopedia pratica di radiotecnica.*

Casa ed. Ciancimino, Milano, 1948. Un vol. in ottavo (16,5x24 cm.) di 1135 pag. rilegato in tela. Prezzo L. 4200.

L'opera è il frutto della collaborazione di 18 valenti tecnici ciascuno dei quali, sotto la direzione del dott. Pascucci, ha svolto uno o più dei venticinque capitoli in cui è stato diviso il volume. Ecco la suddivisione della materia: I. Elementi di un sistema di radiocumunicazioni (*F. Soresini*, 10 p., 5 figg.); II. Resistenza (*F. Menna*, 32 p., 13 figg.); III. Induttanza (*H. W. Stawski*, 61 p., 59 figg.); IV. Capacità (*A. Pascucci*, 51 p., 50 figg.); V. Circuiti comprendenti induttanza capacità e resistenza (*G. Penzo*, 37 p., 58 figg.); VI. Proprietà dei circuiti risonanti (*G. Penzo*, 21 p., 28 figg.); VII. Tubi elettronici (*G. Castiglioni*, 69 p., 63 figg.); VIII. Misure radioelettriche (*A. Pascucci*, 69 p., 87 figg.); IX. Oscillatori a tubi elettronici (*C. Bertolasi*, 34 p., 48 figg.); X. Modulazione (*V. Parenti*, 42 p., 48 figg.); XI. Tubi elettronici come rivelatori (*C. Bertolasi*, 12 p., 20 figg.); XII. Amplificatori di B. F. (*L. Fellegara*, 54 p., 43 figg.); XIII. Amplificatori di A. F. (*G. Petroncini*, 31 p., 44 figg.); XIV. Sistemi riceventi (*G. Penzo*, 46 p., 54 figg.); XV. Sistemi di alimentazione (*G. Penzo*, 41 p., 49 figg.); XVI. Radio trasmettitori (*M. Federici*, 27 p., 14 figg.); XVII. Propagazione delle radioonde (*M. Castellani*, 36 p., 30 figg.); XVIII. Antenne (*M. Federici*, 30 p., 27 figg.); XIX. La radio come aiuto alla navigazione aerea (*A. Gurviz*, 71 p., 60 figg.); XX. Televisione (*A. Boselli*, 63 p., 78 figg.); XXI. Facsimile (*G. Penzo*, 17 p. 19 figg.); XXII. Rivelazione elettronica di vibrazioni (*G. Penzo*, 11 p., 17 figg.); XXIII. Microonde (*P. Lombardini*, 34 p., 45 figg.); XXIV. Elettroacustica applicata (*C. Tutino*, 159 p., 143 figg.); XXV. Acustica architettonica - ripresa sonora (*C. Tutino*, 68 p., 62 figg.); Indici.

Come si può constatare dallo stesso elenco dei capitoli sopra riportato, si tratta di una rassegna molto vasta di tutta la tecnica elettronica, svolta con intendimenti pratici e riccamente illustrata. Essa si rivolge ai periti, ai tecnici, ai radioriparatori e costituisce una preziosa fonte di notizie e di dati.

D'altra parte, come viene riconosciuto dallo stesso direttore nella prefazione, il coordinamento dei diversi capitoli non risulta sempre del tutto armonico. Succede talora che uno stesso argomento venga trattato più volte in capitoli diversi. Ad esempio il magnetron e i tubi per le iperfrequenze vengono trattati ben quattro volte, rispettivamente nei capitoli VII, IX, XIII, XXIII, ricominciando ogni volta la descrizione del funzionamento dal principio. In tal modo, pur avendo dedicato a tale argomento un numero discreto di pagine, la trattazione risulta assai schematica e poco approfondita. Così avviene per diversi altri argomenti.

Anche l'ordine dei capitoli è in parte criticabile; non si capisce perchè il capitolo VIII, dedicato alle misure, sia stato anteposto ai successivi capitoli che trattano del funzionamento dei tubi nei circuiti elementari e come mai l'amplificazione di B. F. che, per il funzionamento in regime lineare dei tubi, è ovviamente la più semplice, debba seguire gli oscillatori, la modulazione e la rivelazione. Anteponendo il capitolo dedicato al « facsimile » a quello della televisione, la trattazione di quest'ultima ne avrebbe tratto notevole giovamento; analoga osservazione si può fare per i capitoli XIX e XXIII dedicati rispettivamente alla radionavigazione e alle microonde.

Ciascun capitolo risente naturalmente del valore e della capacità tecnica e soprattutto didattica di ciascun autore e mentre alcuni sono efficaci e precisi altri sono meno pregevoli. Qualche definizione risulta ripetuta in forma assai diversa e talora imprecisa o nebulosa (v. p. es. distorsione) nei diversi capitoli.

Nonostante queste osservazioni il volume è, nel suo complesso, ben riuscito, per la buona impostazione generale e perchè esso tocca una gran parte delle moderne applicazioni della tecnica elettronica. Auguriamo quindi al volume un buon successo e rivolgiamo il nostro incitamento agli autori affinchè provvedano a migliorare la stesura e il coordinamento dell'opera nelle edizioni successive.

(300) *G. D.*

RIVISTE

(I sommari non sono completi ma contengono prevalentemente gli articoli attinenti alla radiotecnica).

L'Elettrotecnica. XXXV, n. 5, maggio 1948.

Accorgimenti costruttivi per eliminare le armoniche nella corrente a vuoto dei trasformatori (*E. Balp*), p. 218; Metodo di misura del grado di ricottura del rame per conduttori (*G. Palandri*), p. 238; L'amplificatore telefonico a due fili a controreazione e l'amplificatore stabilizzato (*F. Armenante*), p. 243; A proposito di impianti interni (*L. Morati e F. Simeoni*), p. 246; id. id. (*G. Zurhaleg*), p. 247; Notizie e informazioni; Libri e pubblicazioni. (297/44).

L'Elettrotecnica. XXXV, n. 6, giugno 1948.

Un metodo per la risoluzione approssimata di problemi di calcolo operazionale (*P. Marsili*), p. 258; Verso un accordo internazionale sulla illuminazione degli interni con luce diurna (*G. Peri*), p. 263; Armoniche prodotte dall'effetto corona sulle reti ad alta tensione (*F. Burlando*), p. 266; Accorgimenti costruttivi per eliminare le armoniche nella corrente a vuoto dei trasformatori (*E. Balp*), p. 268; L'utilizzazione dell'energia eolo-elettrica (*A. Ceresa*), p. 280; id. id. (*F. Burlando*), p. 280-281; id. id. (*R. Vezzani*), p. 281; Notizie e informazioni; Libri e pubblicazioni. (297/45).

L'Elettrotecnica. XXXV, n. 7, luglio 1948.

Considerazioni sul progetto dei motori sincroni per l'azionamento di grossi compressori (*L. Caratti*), p. 298; Alcune considerazioni sulla instabilità di funzionamento dei tubi elettronici convertitori (*R. Sartori*), p. 305; Il microscopio elettronico (*G. C. Trabacchi*), p. 313; Flussometri e magnetometri (*S. B. Toniolo*), p. 320; Notizie e informazioni; Libri e pubblicazioni. (297/46).

MOSTRA NAZIONALE DELLA RADIO

FIMI

Fra gli apparecchi « Phonola » esposti, si notano diversi modelli a 5 valvole per quattro gamme d'onda, che si differenziano per la potenza di uscita o per il tipo di presentazione, più alcuni modelli di lusso con maggior numero di valvole, dotati di particolari caratteristiche. La casa richiama l'attenzione sul modello 589, con 4 gamme di onda e 5 sottogamme di onde corte a banda allargata.

IMCARADIO

La « Imcaradio », oltre a numerosi modelli di radioricevitori e ricetrasmettitori di varie caratteristiche, espone il modello IF 51 *Nicoletta*, sul quale richiama in partico-

lare l'attenzione del pubblico. Si tratta di un apparecchio a 5 valvole del tipo « Miniature » americano, munito di selettore di gamma brevettato e di espansione delle scale sulle onde corte.

NOVA

La Società « Nova » di Milano espone numerosi esemplari della sua produzione fra i quali notiamo:

Il modello 5E5, apparecchio di grandi dimensioni, dotato di 5 valvole di cui tre doppie.

Il modello 5H5, sostanzialmente uguale al precedente ma con mobile più grande.

I modelli 5L1 e 5L2, rispettivamente per onde medie e per onde medie e corte, di tipo alquanto più economico dei precedenti.

Numerose parti staccate, come i gruppi di sintonia del tipo « P » a variazione di induttanza, costruiti in diversi modelli per varie combinazioni di gamme d'onda, i trasformatori di media frequenza modello MF1 e MF2 ed alcune scatole di montaggio.

RADIO SUPERLA

Fra gli apparecchi esposti da questa Casa notiamo:

Il modello 528, supereterodina a 3 valvole per onde medie e corte, montato in valigetta.

Il modello 538/B, supereterodina a 5 valvole, per onde medie e per due gamme di onde corte.

Il modello 548, supereterodina a 5 valvole più occhio magico, per onde medie e per tre gamme di onde corte.

Il modello 1548, radiofonografo che comprende il ricevitore precedente e un complesso fonografico Lesa 01S/21 montato su piano scorrevole.

SIEMENS

La Società « Siemens » espone diversi modelli di radioricevitori che vanno dall'apparecchio popolare AR48 per

sole onde medie, fino a complessi di lusso ad 8 valvole. Vengono pure esposti impianti di amplificazione sonora e parti staccate di vario tipo.

WATT RADIO

La « Watt Radio » di Torino espone un radioricevitore portatile a cinque valvole e due gamme d'onda denominato *Piccolo* e diversi altri modelli, fra cui il tipo *Taurus* a 6 valvole con occhio magico. Sono pure esposti diversi tipi di altoparlanti di varia potenza ed alcuni amplificatori.

L'Antenna. XX, n. 1, gennaio 1948.

Sulle onde della Radio (varii), p. 7; Progetto di filtri di livellamento (*V. Parenti*), p. 13; Oscillatore a magnetostrizione (*G. A. Uglietti*), p. 17; Semplice alimentatore (*A. Vigandò*), p. 18; Dispositivi di protezione (*N. Callegari*), p. 20; Consulenza (*G. Termini*), p. 30; Modifica per normali tester (*A. Pepe*), p. 32. (217/47).

L'Antenna. XX, n. 2/3, febbraio-marzo 1948.

Sulle onde della radio (varii), p. 46; Deduzioni analitiche sulle modulazioni di fase e di frequenza (*G. Mannino Patanè*), p. 53; Resistori variabili a variazione continua di resistenza (*G. Dalpane*), p. 58; Frequenzimetro eterodina BC221 (*V. P.*), p. 59; Diagramma delle attenuazioni (*V. P.*), p. 62; Trasformatori di alimentazione stabilizzati (*A. Uglietti*), p. 63; Il rilevatore piezoelettrico (*N. Callegari*), p. 64; L'alta frequenza nell'industria (*L. Mattiello*), p. 71; Consulenza (*G. Termini*), p. 80. (297/48).

L'Antenna. XX, n. 4, aprile 1948.

Sulle onde della radio (varii), p. 107; I circuiti oscillanti per onde ultracorte (*V. Natrelle*), p. 115; Ricevitore con commutazione per l'allargamento delle bande dilettantistiche di un gruppo normale (*G. Termini*), p. 119; Portatile per le vacanze (*E. Vigandò*), p. 122; Teoria e pratica di radioservizio (*G. Termini*), p. 123; Consulenza (*G. Termini*), p. 131. (297/49).

Revue Technique Philips. IX, n. 11, 1947-1948.

L'emissione luminosa degli schermi radiologici (*H. A. Klasens* e *W. de Groot*), p. 321; Un microfono a condensatore adatto per streofonia (*A. Rademakers*), p. 330; Un commutatore elettronico a frequenza di commutazione regolabile (*E. E. Carpentier*), p. 340. (297/50).

Revue Technique Philips. IX, n. 12, 1947-1948.

Fabbricazione delle placche di correzione associate ai sistemi ottici Schmidt (*H. Rinia* e *P. M. van Alphen*), p. 349; Un circuito di utilizzazione del microfono a condensatore caratterizzato da minimo livello di rumore (*J. J. Zaalberg van Zelst*), p. 357; L'imprecisione delle immagini radiologiche (*H. A. Klasens*), p. 364; Misura del tempo di riverberazione col metodo dell'amplificazione ad aumento esponenziale (*W. Tak*), p. 370. (297/51).

Revue Technique Philips. X, n. 1, luglio 1948.

Apparecchio a diffrazione di raggi X utilizzante il contatore di Geiger (*J. Bleeksma, G. Kloos* e *H. J. Di Giovanni*), p. 1; Propagazione delle onde elettromagnetiche nelle guide d'onda (*W. Opechowski*), p. 14; La funzione dell'ossigeno e dell'azoto nella saldatura ad arco (*J. D. Fast*), p. 27. (297/52).

Philips Research Reports. II, n. 1, febbraio 1947.

Circuiti accoppiati (*B. D. H. Tellegen*), p. 1; Sulla temperatura nella scarica a mercurio ad alta pressione (*W. Elenbaas*), p. 20; Sulla teoria delle correnti parassite nei materiali ferromagnetici (*H. B. G. Casimir*), p. 42; Radiazione e conduzione termica in materiali che diffondono la luce (*H. C. Hamaker*), p. 55; L'emissione luminosa di schermi fluorescenti irradiati da raggi X (*H. A. Klasens*), p. 68. (297/53).

Philips Research Reports. II, n. 2, aprile 1947.

Indurimento di metalli per mezzo di ossidazione interna (*J. L. Meijering* e *M. J. Druyvesteyn*), p. 81; Radiazione e conduzione termica in materiali che diffondono la luce (*H. C. Hamaker*, p. 103; Un metodo perfezionato per accoppiare i tubi ad onde ultracorte (*A. Van Weel*), p. 126; Problemi di interferenza nella modulazione di frequenza (*F. L. H. M. Stumpers*), p. 136. (297/54).

Philips Research Reports. II, n. 3, giugno 1947.

Influenza delle condizioni di raffreddamento sulle scariche ad alta pressione (*W. Elenbaas*), p. 161; Sull'attivazione dei catodi ad ossidi (*H. C. Hamaker*, *H. Bruining* e *A. H. W. Aten*), p. 171; Fotoluminescenza nel sistema quaternario $MgWO_4$ - $ZnWO_4$ - $MgMoO_4$ - $ZnMoO_4$ (*F. A. Kroeger*), p. 177; Luminescenza di soluzioni solide del sistema $CaMoO_4$ - $PbMoO_4$ e di altri sistemi (*F. A. Kroeger*), p. 183; La caratteristica i-V dello strato ricoprente catodi ad ossidi durante emissioni termoioniche di breve durata (*R. Loosjes* e *H. J. Vink*), p. 190; La reazione fra carbonio e ossigeno nel ferro liquefatto (*J. D. Fast*), p. 205; Calcolo dell'impedenza di entrata di un'antenna speciale (*C. J. Bouwkamp*), p. 228. (297/55).

Philips Research Reports. II, n. 4, agosto 1947.

Su un problema non lineare riguardo al rumore di fondo (*F. L. H. M. Stumpers*), p. 241; Indurimento di metalli per mezzo di ossidazione interna (*J. L. Meijering* e *M. J. Druyvesteyn*), p. 260; Induttanze di minimo costo (*T. H. Oddie* e *J. L. Salpeter*), p. 281; Sullo strato di ossido amorfo e cristallino che ricopre l'alluminio (*A. J. Dekker* e *W. Ch. Van Geel*), p. 313. (297/56).

Philips Research Reports. II, n. 5, ottobre 1947.

Metodo per la misura di rapporti di disturbo e fattori di disturbo (*A. Van der Ziel*), p. 321; Riflessioni in tubi elettronici (*J. L. H. Jonker*), p. 331; La dipendenza dalla temperatura della fluorescenza di tungstati e molibdati in relazione alla perfezione del reticolo (*F. A. Kroeger*), p. 340; Alcune caratteristiche dei cristalli trigonali di selenio ottenuti dalla fase di vapore (*F. De Boer*), p. 349; Sulla conducibilità elettrica dei cristalli di selenio (*F. De Boer*), p. 352; Elasticità susseguente ed alcune altre proprietà della soluzione solida di carbonio ed azoto nel ferro (*L. J. Dijkstra*), p. 357; La dissociazione dell'azoto nell'arco (*J. D. Fast*), p. 382. (297/57).

Philips Research Reports. II, n. 6, dicembre 1947.

Il diodo come convertitore e come rivelatore (*J. Haantes* e *B. D. H. Tellegen*), p. 401; Radiazione e conduzione termica in materiali che diffondono la luce (*H. C. Hamaker*).

p. 420; Il ritardo nell'innesco di un arco a bassa pressione su un arco a mercurio o a gallio, in relazione con la deformazione della superficie (*N. Warmoltz*), p. 426; Lo spettro continuo della scarica del mercurio ad alta pressione (*W. Elenbaas*), p. 442; Misura assoluta della costante di tempo di resistori (*J. W. L. Koehler* e *C. C. Koops*), p. 454; Sul calcolo di transienti impulsivi in ricevitori per modulazione di frequenza (*F. L. H. M. Stumpers*), p. 468. (297/58).

Philips Research Reports. III, n. 1, febbraio 1948.

Indicazione della rotta di atterraggio indipendente dalle condizioni metereologiche (*K. F. Niessen*), p. 1; Disturbo indotto sulla griglia e disturbo totale di emissione (*A van der Ziel* e *A. Versnel*), p. 13; La determinazione delle costanti di integrazione nel calcolo di fenomeni transitori (*B. D. H. Tellegen*), p. 24; La misura della permeabilità e delle perdite magnetiche di materiali ferromagnetici non conduttori ad alte frequenze (*H. J. Lindenhovius* e *J. C. van der Breggen*), p. 37; La fluorescenza dell'uranio esavalente nel vetro (*F. A. Kroeger, J. M. Stevels* e *Th. P. J. Botden*), p. 46; La dissipazione di calore nell'anodo di un tubo per raggi X (*W. J. Oosterkamp*), p. 49; Determinazione empirica delle funzioni di trasmissione di filtri con caratteristiche assegnate (*J. F. KL. Nkhamer*), p. 60. (297/59).

Philips Research Reports. III, n. 2, aprile 1948.

Il «gyrator», un nuovo elemento delle reti elettriche (*B. D. H. Tellegen*), p. 81; Sulla teoria delle guide d'onda a simmetria sferica non omogenee, in connessione con la propagazione troposferica delle onde radio e con la propagazione acustica subacquea (*H. Bremmer*), p. 102; Misura del fattore di disturbo di pentodi a lunghezze d'onda di 7,25 m (*A. van der Ziel* e *A. Versnel*), p. 121; Indicazione delle rotte di atterraggio indipendente dalle condizioni metereologiche (*K. F. Niessen*), p. 130; Un trasformatore universale modificabile per frequenze ultra elevate (*J. M. van Hofweegen* e *K. S. Knol*), p. 140. (297/60).

Philips Research Reports. III, n. 3, giugno 1948.

La dissipazione termica nell'anodo di un tubo per raggi X. Carico di breve durata applicato ad un anodo rotante (*W. J. Oosterkamp*), p. 161; Matematica e problemi radio (*B. Van der Pol*), p. 174; Sviluppo dei circuiti di radioricevitori nella gamma delle onde ultracorte (*A. van Weel*), p. 191; Sulla teoria delle antenne accoppiate (*C. J. Bouwkamp*), p. 213; Caratteristiche di tubi elettronici che consentono di ottenere una modulazione lineare per mezzo di una resistenza di controreazione inserita sul catodo (*W. W. Boelens*), p. 227; Alcune ricerche sul sistema Na_2O - PbO - TiO_2 - SiO_2 (*J. M. Stevels*), p. 235. (303/77)

Philips Research Reports. III, n. 4, agosto 1948.

I disturbi in un sistema ad impulsi a modulazione di frequenza (*F.L.H.M. Stumpers*), p. 241; Il fattore di disturbo in tubi con griglia a terra (*A. Van der Ziel* e *Versnel*), p. 255; L'equilibrio fra silice e ferro liquidi (*J. D. Fast*), p. 271; Curve di solubilità retrograda, specialmente in soluzioni solide (*J. L. Meijering*), p. 281; La dissipazione termica nell'anodo di un tubo per raggi X (*W. J. Oosterkamp*), 303. (303/78)

Wireless Engineer. XXV, 295, aprile 1948.

Resistenza di radiazione di antenne ad anello (*H. Page*), p. 102; Determinazione del guadagno di un'antenna dal suo diagramma polare (*J. A. Saxton*), p. 110; Resistenza di raddrizzatori (*D. G. Tucker*), p. 117. (297/61).

Wireless Engineer. XXV n. 296, maggio 1948.

Giunzione di guide d'onda a T (*G. Saxon* e *C. W. Miller*), p. 138; Soffio nelle valvole e tempo di transito (*N. R. Campbell, V. J. Francis* e *E. G. James*), p. 148. (297/62).

Wireless Engineer. XXV 297, giugno 1948.

Radiogoniometri (*W. Ross* e *R. E. Burgess*), p. 168; Amplificatori a catodo comune (*N. R. Campbell, V. J. Francis* e *E. G. James*), p. 180; Progetto di equalizzatori in derivazione (*H. N. Wroe*), p. 192. (297/63).

Wireless Engineer. XXV, n. 298, luglio 1948.

Geometria delle guide d'onda rettangolari (*A. C. Bartlett*), p. 202; Generatori a denti di sega lineari (*A. W. Keen*), p. 210; Ponte a linee (*C. H. Westcott*), p. 215; Schermatura a videofrequenza (*B. Roston*), p. 221; Amplificatore stabile per voltmetri (*J. D. Clare*), p. 231. (297/64).

Wireless Engineer. XXV, n. 299, agosto 1948.

Spire in cortocircuito (*K. R. Sturley*), p. 240; Piccole antenne in mezzi dielettrici (*R. H. Barfield* e *R. E. Burgess*), p. 246; Proprietà dei telai (*F. Horner*), p. 254; Radiazione da antenne corte (*R. G. Medhurst*), p. 260. (297/65).

Wireless Engineer. XXV, n. 300, settembre 1948.

Soppressione di elettroni secondari (*J. H. Owen*), p. 275; Antenne a telaio spaziate (*F. Horner*), p. 281; Calcolo di mutue induttanze (*R. C. De Holzer*), p. 286; Modulazione di frequenza di un oscillatore (*M. R. Gavin*), p. 290; Rumore di fondo nei tubi a griglia negativa (*R. L. Bell*), p. 294; Circuiti di oscillatori a tubi (*E. Williams*), p. 297. (297/66).

Annales des Télécommunications. II, n. 7, luglio 1947.

Analisi spettrale dell'energia nei fenomeni di fluttuazione (*A. Blanc-Lapierre* e *R. Fortet*), p. 222; Raccordo di cavi (*G. Chardon*), p. 231; L'estensione del concetto di impedenza e la propagazione delle onde elettromagnetiche (*A. Haubert*), p. 239; La radiodiffusione francese a la conferenza di Parigi (*G. Cailleretz*), p. 251. (297/7).

Annales des Télécommunications. II, n. 8-9, agosto-settembre 1947.

Applicazione dei metodi reografici allo studio delle traiettorie elettroniche piane, tenendo conto della carica

spaziale (*R. Musson-Genon*), p. 254; Produzione ed impiego delle iperfrequenze (*G. Goudet*), p. 276; Televisione (*R. Barthelemy*), p. 289. (297/68)

Annales des Télécommunications. **II, n. 10, ott. 1947.**

Determinazione delle irregolarità di impedenza nei cavi coassiali (*E. Mergaux*), p. 293; Applicazione dei metodi reografici allo studio delle traiettorie elettroniche piane, tenuto conto della carica spaziale - continuazione e fine - (*R. Musson-Genon*), p. 298; Il collegamento Parigi-Tolone con cavo coassiale (*R. Sueur*), p. 321. (297/69).

Annales des Telecommunications. **II, n. 11, nov. 1947.**

Le grandi macchine calcolatrici (*L. Brillouin*), p. 331; Nota sul calcolo delle antenne caricate (*M. Barroux*), p. 347; Ottenimento di una polarizzazione quasi circolare per mezzo di una guida cilindrica appiattita (*E. Saja*), p. 356. (297/70).

Annales des Telecommunications. **II, n. 12, dic. 1947.**

Il controllo dell'isolamento dei cavi telefonici (*G. Chardon*), p. 366; Le grandi macchine calcolatrici (*L. Couffignal*), p. 376; Dimostrazione di formule in uso per il calcolo del traffico telefonico (*A. E. Vaulot* e *F. W. Rabe*), p. 387; Polarizzazione circolare. Riflessione di un'onda elettromagnetica trasversale piana su un piano indefinito conduttore (*E. Saja*), p. 390. (297/71).

Annales des Telecommunications. **III, n. 1, genn. 1948.**

I raccordi coassiali (*M. Lagarde*), p. 2; Saggio sulla fonetica statistica della lingua francese ed applicazione allo studio dell'intelligibilità di una conversazione (*P. Chavasse*), p. 5; Complementi alla teoria delle reti (*M. Proudhon* e *P. Prache*), p. 24. (297/72).

Annales des Telecommunications. **III, n. 2, febb. 1948.**

Metodo di calcolo della risposta di un sistema lineare a un'azione qualunque. Regimi transitori dei sistemi elettrici (*M. D. Indjoudjian*), p. 34; La telefonia e i problemi del rumore a bordo di areoplani (*P. Chavasse* e *R. Lehmann*), p. 45; Studio delle diverse onde suscettibili di propagarsi in una linea concatenata con un fascio elettronico: applicazione alla teoria dell'amplificatore ad onde progressive (*P. Lapostolle*), p. 57. (297/73).

Annales des Telecommunications. **III, n. 3, marzo 1948.**

Irradiazione e propagazione delle onde elettromagnetiche di piccola lunghezza d'onda (*G. Goudet* e *J. Voge*), p. 74; Studio delle diverse onde suscettibili di propagarsi in una linea, e interazione con un fascio elettronico. Applicazione alla teoria dell'amplificatore ad onde progressive. Seguito e fine (*P. Lapostolle*), p. 85; Nota sull'adattamento di impedenza nelle linee telefoniche a grande distanza (*R. Sueur*), p. 105. (297/74).

Annales des Télécommunications. **III, n. 4, aprile 1948.**

Adattamento delle centrali automatiche di Parigi al sistema di numerazione nazionale (*G. Letellier*), p. 109; Irradiazione e propagazione delle onde elettromagnetiche di piccola lunghezza d'onda (*G. Goudet e J. Voge*), p. 113; Il relè della telefonia automatica (*R. Dreyfus*), p. 126; Generalizzazione della nozione di funzione e di derivazione. Teoria delle distribuzioni (*L. Schwartz*), p. 135. (297/75).

Radio News. **XXXIX, n. 6, giugno 1948.**

Il microscopio elettronico - descrizione elementare (*T. Gootee*), p. 39; Lettera aperta ai fabbricanti di radio (*A. C. W. Saunders*), p. 43; Nuove tendenze nel progetto di radioricevitori (*W. W. Hensler*), p. 46; Una nuova soluzione per l'accordo contemporaneo di vari circuiti (*N. G. Noell*), p. 48; La misura della percentuale di modulazione di segnali a M. A. (*R. P. Turner*), p. 52; Un pratico tester (*S. S. Fleishman*), p. 53; Soppressione di una banda laterale nei ricevitori per comunicazioni (*Mc Murdo Silver*), p. 54; Fondamenti dell'uso industriale della tecnica elettronica (*R. Endall*), p, 56; Un voltmetro elettronico (*R. H. Krueger*), p. 60; Amplificatori fonografici ad ampia banda (*G. Southworth*), p. 62; La registrazione e la riproduzione del suono (*O. Read*), p. 65; Perfezionamenti negli alimentatori regolati (*W. L. Kinsell*), p. 68; Moderni ricevitori televisivi (*M. S. Kiver*), p. 71; Un altro metodo per la regolazione degli alimentatori (*J. D. Gallagher*), p. 88; Applicazioni di elementi fotosensibili (*J. P. Gschwind*), p. 130. (274/25)

RICEVITORE PER ONDE DECIMETRICHE

(*Continuazione da pag.* 296)

piatta ed un fattore di merito basso. Per migliorare questa situazione l'antenna è connessa in un punto intermedio della linea L_2. Sull'anodo del preamplificatore vi è la cavità risonante sintonizzata con C_5 su 465 MHz.

Il segnale locale, di frequenza metà (225 MHz) e del quale viene perciò utilizzata la seconda armonica è inserito in cascata nel circuito d'ingresso (catodo), del tubo mescolatore anch'esso con griglia a massa. Un cappio entro la cavità serve a prelevare il segnale principale. L'induttanza L_7 deve avere una frequenza di risonanza propria di 450 MHz.

Sulla placca del convertitore, ai capi di C_{10}, L_{10}, viene raccolta la tensione a F. I. di 15 MHz che viene amplificata nei tre stadi successivi facenti uso dei tubi 6AU6.

Sia il limitatore, sia il discriminatore sono costituiti da diodi a cristallo del tipo 1N35.

Il limitatore usa due cristalli connessi con polarità opposta e polarizzati tramite gruppi *R.C.* a 0,5V [1]. Il discriminatore è del tipo Foster-Seeley.

Questo ricevitore è contenuto in un telaio delle dimensioni di mm 320 × 56 × 25,4 di altezza. Ogni stadio è schermato dal successivo; dal telaio stesso si ricava in parte la cavità risonante.

R. Z.

[1] Vedi ad es.: R. P. Turner. *Limitatore di ampiezza a cristallo.* Recensito su « Elettronica », III, n. 5, maggio 1948, p. 196.

TIPOGRAFIA L. RATTERO. VIA MODENA 40 / TORINO

COMUNICATI DELLA DIREZIONE

PRENOTAZIONE DI ELETTRONICA

Coloro che desiderano ricevere la Rivista franco di porto possono prenotarla, inviando vaglia di

L. **180** (centottanta)

per ogni copia all'Amministrazione Via Garibaldi 16, Torino

CORRISPONDENZA

Avvertiamo che, dato il considerevole numero di lettere che ci pervengono, siamo costretti a non rispondere a coloro i quali non allegano L. 15 in francobolli per la risposta.

CAMBIO INDIRIZZO

Per i cambi di indirizzo unitamente al nuovo indirizzo scritto in forma precisa e chiara (possibilmente a macchina) restituire la fascetta con il vecchio indirizzo allegando L. 50 in francobolli.

1. La televisione alle sue origini.

I principii della fotografia, la registrazione cioè delle immagini, vennero formulati sin dal 1829 e già prima del 1850 qualche ricercatore aveva tentato di trasmettere immagini e disegni.

Il fisico inglese Bain escogitò nel 1843 un telegrafo elettrochimico copiante, per la trasmissione elettrica di disegni; Bakewell nel 1847 ottenne, perfezionandolo, qualche risultato. L'abate Caselli, infine, riuscì a trasmettere a grande distanza dei disegni col suo « pantelegrafo » nel 1863, ma si trattava sempre comunque di processi telefotografici solo adatti per immagini fisse. Il problema della televisione propriamente detta, non venne affrontato che dopo la scoperta delle cellule fotoelettriche o fotocelle, organi che permettevano la traduzione di flussi luminosi in correnti elettriche, e molto più tardi, dopo lo studio approfondito della trasmissione a distanza delle correnti elettriche a frequenza elevata.

Nel 1839 il Becquerel aveva già messo in evidenza i fenomeni della traduzione luce-corrente, ma è solo nel 1873 che data la scoperta delle proprietà fotoresistenti del selenio. Su tali proprietà è basato il funzionamento delle fotocelle al selenio, che costituirono poi per parecchio tempo l'elemento fondamentale di numerosi dispositivi sperimentali di televisione.

L'invenzione del telefono, cioè la trasmissione e ricezione a distanza di suoni a mezzo di correnti elettriche, data dal 1876-77, e si può far risalire al 1875 l'origine delle ricerche della televisione.

Gli inventori hanno sovente tentato di imitare, nelle loro ricerche, i processi della natura.

L'occhio umano è il più antico e perfetto apparecchio di televisione. Le immagini che si formano sulla retina nel fondo dell'occhio vengono da questa trasformate in impulsi nervosi e trasmessi pel tramite del nervo ottico al cervello.

Perciò i primi tecnici che hanno affrontato i problemi della televisione sono stati indotti semplicemente a imitare l'occhio e tentare di riprodurre i fenomeni che si verificano nella visione umana.

Quando noi fissiamo un oggetto qualsiasi, ne « vediamo » contemporaneamente tutti i punti, poichè l'immagine reale di quest'oggetto è venuta a formarsi sulla retina dell'occhio composta da una grande quantità di cellule sensibili alla luce, della grandezza di solo qualche millesimo di millimetro.

All'apparizione delle cellule al selenio, le cui proprietà ricordavano più o meno quelle delle cellule fotosensibili della retina, si pensò di creare un sistema trasmittente-ricevente di televisione costituito da una sorta di retina elettrica formata da un gran numero di fotocelle al selenio accostate a guisa di un mosaico.

Il fisico G. R. Carey immaginò nel 1875 un dispositivo di tal genere, molto primitivo, raffigurato in figura 1.

Egli propose di collocare un mosaico di fotocelle al selenio sul fondo di una camera nera munita di un obiettivo. L'immagine reale del soggetto da « televedere » veniva così a formarsi sul mosaico fotosensibile, le cui cellule avrebbero dovuto essere singolarmente collegate per tramite di conduttori e di una sorta di « relais rinforzatori » non meglio definiti, a delle minuscole lampade elettriche senza inerzia, anch'esse non meglio definite.

Il complesso delle lampadine riceventi, in numero uguale a quello delle fotocelle del mosaico trasmittente, era sistemato su un pannello, in tutto identico come ordine e disposizione degli elementi a quest'ultimo mosaico.

In tal modo un raggio luminoso, colpendo il mosaico trasmettitore su una determinata fotocella, avrebbe provocato l'accensione della corrispondente lampadina sul pannello ricevente; l'immagine reale proiettata sul mosaico di fotocelle avrebbe così determinato la ricostituzione, per piccoli elementi, sul pannello ricevente, d'una immagine identica. Questo apparecchio non ha mai potuto essere realizzato a causa dell'impossibilità di disporre di fotocelle, lampadine, relais e collegamenti adatti.

Il principio del mosaico fotosensibile è però stato ripreso molto più tardi dallo Zworykin per la creazione dell'« iconoscopio », il meraviglioso organo elettronico di ripresa delle immagini, pietra miliare della televisione moderna.

Nel 1877 il Sawyer applicò per la prima volta il concetto della analisi dell'immagine per elementi successivi,

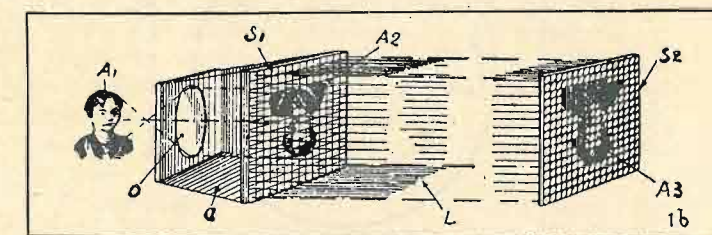



FIG. 1. - Principio del primo dispositivo di televisione ideato da G. R. Carey nel 1875.

utilizzando una sola fotocella per la traduzione luce-corrente dei singoli elementi, e sfruttando in ricezione il fenomeno fisiologico della persistenza retinea delle immagini. Ingegnosi sistemi elettromeccanici sincronizzati, in trasmissione ed in ricezione, provvedevano all'analisi ed alla sintesi dell'immagine in un tempo di circa 1/20 di secondo.

Si ha poi nel 1880 l'invenzione del Senlecq, che è sostanzialmente un perfezionamento di quella del Carey, molto ingegnosa per quei tempi, utilizzante all'analisi uno specchietto vibrante ed un'unica fotocella, ed alla sintesi in ricezione un analogo specchietto mantenuto in moto sincrono col primo in combinazione con una sorgente di luce modulata dalle correnti fotoelettriche trasmesse.

Tutti questi dispositivi di analisi e di sintesi avevano però il grave difetto di essere difficilmente realizzabili: per questo le varie invenzioni ora citate rimasero praticamente lettera morta.

Spetta al Nipkow nel 1884 il merito di aver immaginato un dispositivo d'analisi e sintesi veramente semplice e pratico: il disco analizzatore a spirale di fori.

Con questo sistema, il disco analizzatore è posto fra l'obbiettivo della camera nera e la fotocellula alla trasmissione, mentre in ricezione è posta fra la sorgente di luce modulata e l'occhio dell'osservatore. Il disco di Nipkow è un disco opaco portante nella sua corona periferica una serie di fori disposti lungo una spirale (fig. 2).

La loro distanza angolare è costante ed uguale alla dimensione di un lato dell'immagine da trasmettere (immagine reale proiettata dall'obbiettivo sul disco stesso), mentre la loro distanza dal centro varia per ciascun foro consecutivo d'una quantità uguale al loro diametro; il diametro dei fori è uguale all'altro lato dell'immagine diviso per il numero dei fori e ne consegue quindi che il passo della spirale è uguale alla dimensione di quest'altro lato dell'immagine.

Nell'area luminosa proiettata sul disco e da questo analizzata vi è sempre un solo foro e l'area viene quindi percorsa successivamente dai vari fori per singole strisce adiacenti: ad ogni giro completo del disco l'area luminosa viene analizzata totalmente.

Sulla fotocella cade una solo sottile pennello di luce attraversante il foro che in quell'istante trovasi in un determinato punto dell'area luminosa da trasmettere; in ricezione un solo sottile pennello di luce proveniente dalla sorgente luminosa modulata dalle correnti provenienti dalla fotocella attraversa un corrispondente foro di un identico disco analizzatore e colpisce l'occhio dell'osservatore. Se i due dischi ruotano sincronicamente con una

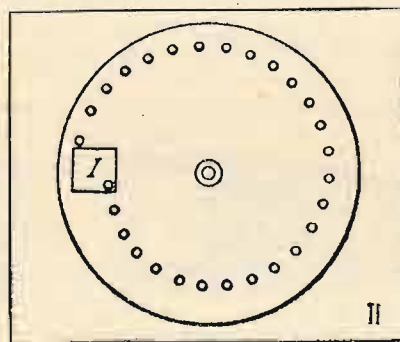



FIG. 2. - Il disco di Nipkow. *I* rappresenta la superficie dell'immagine analizzata.

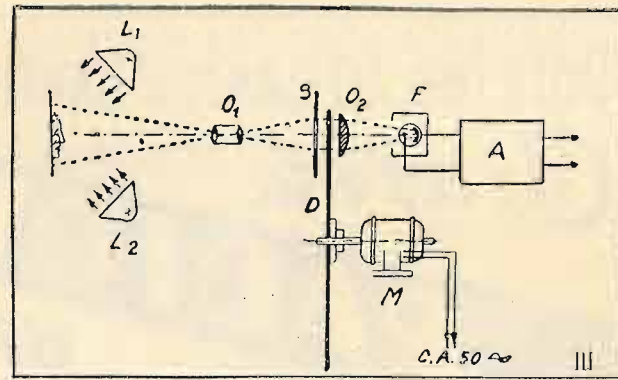



FIG. 3. - Impiego del disco di Nipkov per la trasmissione di scene dirette. L_1 e L_2 = lampade illuminanti il soggetto; O_1 = obbiettivo; S = maschera limitatrice; D = disco analizzatore; M = motore sincrono; F = fotocellula; A = amplificatore.

velocità di 16 giri al minuto, per il fenomeno della persistenza retinea, l'osservatore « vedrà » l'immagine trasmessa.

L'invenzione del disco di Nipkow è stata la base di partenza di una nuova fase di lavoro sulla televisione. Da essa sono derivate il disco a lenti del Brillouin, la ruota a specchi del Weiller e la spirale di specchi. Però nulla di praticamente utile e concreto poteva sortire da qualsiasi sforzo, mancando i mezzi di amplificare le deboli correnti generate dalla fotocella.

I PRIMI PASSI DELLA TELEVISIONE PRATICA.

Si giunge così alla fine della passata guerra (1914-1918) durante la quale erano state create le prime valvole termoioniche per merito del De Forest, applicando le precedenti scoperte del Fleming.

Ed ecco che, nel 1925, John Logie Baird effettuava a Londra i suoi famosi esperimenti che costituiscono la vera prima trasmissione effettiva di televisione a distanza. Egli utilizzava un disco di Nipkow con trenta fori, una fotocella al cesio nel vuoto alla trasmissione ed una lampada al neon alla ricezione; l'immagine era suddivisa in trenta linee d'analisi verticali. La visione era incerta e confusa (fig. 4), ma un primo tangibile risultato si era ottenuto.

Seguirono poi nella stessa epoca i lavori del Karolus e Schröter in Germania, dell'Alexanderson, Jenkins, Conrad, ed Ives negli U.S.A. del Valensi e Barthèlèmy in Francia e del Banfi e Castellani in Italia.

Furono conseguiti da molti altri sperimentatori notevoli progressi anche nel campo della trasmissione della televisione via radio; l'analisi e la ricomposizione delle immagini venivano però per lo più effettuate con mezzi meccanici.

Finalmente nel 1931 si ebbe la pubblica apparizione dell'« iconoscopio » dello Zworykin, le prime ricerche del quale risalivano al 1925. Per la verità l'idea di utilizzare metodi puramente elettronici per l'analisi televisiva era già stata applicata da alcuni sperimentatori, quali il Campbell-Swinton (1908) ed il Clarkson (1924) senza però raggiungere un risultato veramente pratico.

L'« iconoscopio » detto anche « camera elettronica » è un organo completamente statico, fondato su principii elettronici, che consente l'analisi dell'immagine da trasmettere con una finezza di « grana » paragonabile ai migliori

« clichès » tipografici. Esso con opportune modifiche e perfezionamenti è rimasto l'organo base della televisione moderna.

Dal lato ricevente, la televisione ha trovato nel tubo a

FIG. 4. - Le prime immagini televisive ottenute dal Baird nel 1926.

raggi catodici di Crookes, perfezionato poi dal Braun e con l'introduzione del cilindro modulante del Wehnelt, un organo prezioso per la riproduzione delle immagini senza organi meccanici in movimento.

Con l'applicazione dell'iconoscopio in trasmissione e del tubo catodico in ricezione ha inizio la fase della televisione puramente elettronica, che nel periodo di circa sei anni che precedette la recente guerra mondiale, conseguì brillantissimi risultati, tali da consigliare in molte Nazioni l'effettuazione di un servizio pubblico di trasmissioni radiovisive.

2. Il fenomeno della visione.

COSTITUZIONE DELL'OCCHIO UMANO.

L'occhio funziona fisicamente come una « camera fotografica » è infatti costituito da una serie di corpi rifrangenti formanti su una determinata superfice, la retina, una immagine reale del mondo esterno.

La figura 5 mostra una sezione dell'occhio. La forma di esso è determinata dalla sclerotica sufficientemente rigida ed opaca alla luce che costituisce la camera oscura del nostro apparecchio.

Il globo oculare è interamente occupato da mezzi rifrangenti liquidi o gelatinosi, analogamente all'apparecchio fotografico che è costituito da un obbiettivo di materia rifrangente, a contatto dell'aria da entrambe le parti.

I raggi luminosi penetrando nell'occhio subiscono una forte rifrazione a causa della forte differenza degli « indici » relativi alla cornea ed all'aria esterna, rifrazione analoga a quella che si verifica nella prima superficie d'un sistema ottico composto.

In seguito tali raggi, nel loro cammino attraverso l'occhio non sono sottoposti che alle rifrazioni causate dai diversi indici di rifrazione dei mezzi incontrati sul loro percorso.

A partire dalla superficie cornea trasparente *C* (fig. 5), sino alla retina *R*, i raggi luminosi attraversano una serie di mezzi più o meno rifrangenti; cornea *C* umore acqueo *A*, cristallino *Cr*, umore vitreo *V*. La cornea, l'umore acqueo ed il cristallino costituiscono l'obbiettivo del nostro occhio.

In un apparecchio fotografico, la parte interna della camera oscura, non contiene che aria; nell'occhio in luogo dell'aria vi è l'umore vitreo che ha sensibilmente lo stesso indice di rifrazione dell'umore acqueo.

L'elemento più rifrangente dell'occhio è costituito dal cristallino, piccola lente convergente a curvatura dissimmetrica, posta dietro l'iride *I*, la cui apertura circolare chiamasi « pupilla ». Il suo indice di rifrazione cresce da 1,379 a 1,419 andando dalla superficie al centro del nucleo. Non bisogna però pensare che il cristallino sia il solo obbiettivo del nostro piccolo apparecchio: poichè la cornea è più curva che la faccia anteriore del cristallino, noi disponiamo di una seconda lente convergente formata dalla cornea e dall'umore acqueo i cui « indici » sono molto simili, lente che interviene efficacemente in quanto è la sola a contatto dell'aria.

Si è visto che la cavità interna dell'occhio è riempita da un liquido detto « umore vitreo ». Nella parete interna contrapposta al sistema ottico si nota l'entrata del nervo ottico *N*, che si dirama in numerose terminazioni distribuite nella parte posteriore della retina *R*.

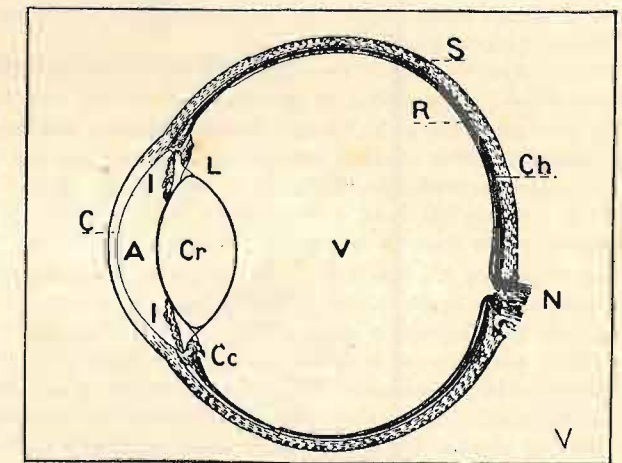



FIG. 5. - Sezione orizzontale dell'occhio umano.

L'involucro che racchiude il globo oculare è costituito da tre membrane sovrapposte. La sclerotica protettrice *S*, la coroide *Ch* nera ed impermeabile alla luce, ed infine la retina *R* che riveste la parte interna dell'occhio.

La forma concava della retina permette una messa a fuoco soddisfacente entro tutta l'estensione del campo visivo che è considerevole; esso interessa in senso orizzontale quasi 180°. Nessun apparecchio ottico abbraccia una tale estensione.

Il meccanismo della visione è determinato dalla costituzione della retina. Le fibre del nervo ottico, che si valuta siano circa 500 000, si irradiano, dopo essere entrate nell'occhio, in tutte le direzioni sulla superficie anteriore

della retina. Le terminazioni nervose fanno capo sulla faccia anteriore della retina, ad un mosaico composto di « bastoncini » sottilissimi, di forma pressapoco cilindrica, e di corpuscoli alquanto più grossi a forma di bottiglia o di cono, detti per questo « coni ». Entrambe le specie di terminazioni retiniche sono molto ravvicinate e disposte normalmente alla superficie della retina, collegate singolarmente o a gruppi con una fibra nervosa; i bastoncini con le fibre più sottili, i coni con quelle più grosse.

Tale mosaico costituisce lo strato propriamente sensibile alla luce, ove l'azione luminosa è in grado di provocare l'eccitazione nervosa. Per questa ragione i coni ed i bastoncini sono le vere « cellule visive ».

La retina ha un punto caratteristico detto, a causa del colore, « macula lutea », o macchia gialla. Nel mezzo di questa si trova una fossetta, « fovea centralis » dove la membrana è molto sottile, perchè risulta dalla sovrapposizione di soli quegli elementi che sono assolutamente necessari per la visione. Per queste ragioni la sensibilità alla luce è molto più spinta che in ogni altra parte della retina. I coni sono qui separatamente connessi a singole terminazioni nervose, mentre in altre regioni della retina coni e bastoncini sono connessi in gruppi.

Tale separata connessione alle terminazioni del nervo ottico, consente l'esame dei dettagli e la perfetta distinzione dei colori, e ciò è favorito da un migliore accomodamento del complesso ottico che raggiunge una più accurata messa a fuoco.

Tutti gli strati che formano la retina, quello delle fibre nervose, delle cellule nervose, e così via, sono perforati verso il mezzo della retina, in corrispondenza al punto d'innesto del nervo ottico.

Pertanto ivi l'occhio è insensibile e la regione si chiama « punto cieco » o « macchia di Mariotte ».

Si deve ammettere che da ogni gruppo di coni o bastoncini parte una fibra nervosa verso il cervello per trasmettere ad esso l'impressione luminosa, e che quindi l'eccitazione di ogni singolo cono o bastoncino, anche isolato dai rimanenti possa dare la sensazione di luce.

La retina non è, come si credeva un tempo, trasparente ed incolore, ma bensì colorata intensamente in rosso porpora, tale colorazione è dovuta alla « porpora retinica » o « umore porporino ». Il fatto che questa colorazione si estingua molto rapidamente alla luce (ed anche all'oscuro non si mantiene più di 24 ore dopo la morte dell'individuo) ha fatto si che la sua esistenza passasse inosservata per lungo tempo.

Si è inoltre dimostrato che questa porpora retinica agisce come la parte sensibile di una lastra fotografica, essendo stato possibile fissare con allume, sulla retina di animali appena uccisi, le immagini degli oggetti fortemente luminosi visti da essi prima di morire. E l'importanza della porpora retinica si è andata riconoscendo e affermando sempre più nel fenomeno generale della vista. Dal fatto che le sue alterazioni non cessino immediatamente col cessare della luce che la colpisce, dipende il fenomeno della persistenza delle immagini sulla retina.

Il globo oculare è fornito di muscoli che hanno la funzione di farlo ruotare, orientandolo nel miglior modo verso l'oggetto da osservare: contemporaneamente altri muscoli ad azione subcosciente incontrollata entrano in attività per esplicare due importanti funzioni: l'adattamento dell'iride e l'accomodamento della visione. La prima di tali funzioni riguarda la quantità di luce entrante nell'occhio e si esplica nella dilatazione o contrazione dell'iride (fig. 5) in modo da variare il diametro della pupilla. In un occhio normale adattato per luce diurna, non esposto al sole, tale diametro è di circa 3 mm; in un ambiente buio tale diametro può raggiungere anche 8 mm.

L'accomodamento riguarda invece i muscoli che operano alla periferia del cristallino alterandone la sua forma (ed anche la sua posizione) in modo da mettere a fuoco sulla retina oggetti vicini e lontani. In un occhio normale in condizioni di riposo (a muscoli cioè rilassati e non osservante alcun oggetto) il cristallino assume la conformazione più piatta con le due facce a minima convessità. Questa condizione è anche molto simile a quella dell'osservazione di oggetti a grande distanza. L'osservazione di un oggetto vicino provoca la deformazione automatica del cristallino aumentandone lo spessore centrale e la convessità delle due facce. In un occhio normale la minima distanza visiva è di circa 25 cm.

Difetti funzionali del cristallino possono creare difficoltà nella messa a fuoco sulla retina di oggetti vicini o lontani: si hanno così individui miopi (che non vedono lontano) o presbiti (che non vedono vicino).

ILLUMINAZIONE E SENSAZIONE.

Per esaminare attentamente le reazioni della sensibilità dell'occhio umano a differenti valori di illuminazione ci riferiamo ad un occhio normalmente adattato, con una apertura pupillare normale, cioè con un'apertura pupillare di circa 10 millimetri quadrati ed un'illuminazione di circa una candela per metro quadro.

L'illuminazione retinica è generalmente misurata in « fotoni ». Un fotone è l'illuminazione della retina stessa in corrispondenza ad una illuminazione del soggetto osservato di una candela per metro quadro, mentre l'apertura pupillare è di un millimetro quadro. Illuminazione del soggetto osservato e sensazione visiva sono stati studiati dal Fechner che ne ha tratto una deduzione empirica, conosciuta sotto il nome di « Legge di Fechner ».

Tale legge si enuncia così:

« Ad un incremento dello stimolo all'occhio in progressione geometrica, la conseguente sensazione incrementa in progressione aritmetica ».

(Continua)

CORRISPONDENZA

Avvertiamo che, dato il considerevole numero di lettere che ci pervengono, siamo costretti a non rispondere a coloro i quali non allegano L. 15 in francobolli per la risposta.

CAMBIO INDIRIZZO

Per i cambi di indirizzo unitamente al nuovo indirizzo scritto in forma precisa e chiara (possibilmente a macchina) restituire la fascetta con il vecchio indirizzo allegando L. 50 in francobolli.